Spedizione in Abb. Postale Gruppo III/70

SELEZIONE DI TECNICHE ELETTRONICHE

Copia riservata agli Abbonati

4
APRILE 1984
L. 3.500

Speciale: laser a semiconduttori

SINTETIZZATORE DI VOCE PROGRAMMABILE

FILO MAGNETICO CHE PRODUCE IMPULSI

REGOLE PER IL CORRETTO IMPIEGO DEL GTO

AUTORADIO AM/FM CON RIPRODUTTORE STEREO AUTOREVERSE

PROLINE VII
Funzioni: LO/DX, Loudness, Mono/Stereo, Selettore nastri metal.
Autoreverse: Sintonia digitale, Indicatore di potenza a LED.
Equalizzatore a 5 bande grafiche.
Potenza: 20 W per canale.
14/0230-51

PROLINE IX
Funzioni: LO/DX, Loudness, Mono/Stereo, selettore nastri metal.
Autoreverse: Sintonia digitale, Indicatore di potenza a LED. Dolby, ricerca automatica della frequenza
Controllo volume e sintonia con tasti microsensibili.
Potenza: 15 W per canale.
14/0260-51

A DIVISION OF GBC

RCF

DIRETTORE RESPONSABILE
Ruben Castelfranchi

DIRETTORE TECNICO
Lodovico Cascianini

COORDINATORE
Salvatore Lionetti

REDATTORE
Sergio Cirimbelli

FOTOGRAFIA
Luciano Galeazzi
Tommaso Merisio

PROGETTAZIONE ELETTRONICA
Angelo Cattaneo
Filippo Pipitone

CONTABILITA'
Claudia Montù
M. Grazia Sebastiani
Orietta Duroni

DIFFUSIONE E ABBONAMENTI
Pinuccia Bonini
Rosella Cirimbelli
Patrizia Ghioni
Giovanna Quarti

COLLABORATORI
Paolo Bozzola
Ennio De Lorenzo
Fabio Ghersel
Vincenzo Parenti
Maurizio Morini
Oscar Prelz
Sergio Saporiti
Edoardo Romano

PUBBLICITA'
Concessionario per l'Italia e l'Estero
SAVIX S.r.l.
Tel. (02) 6123397

Concessionario per USA e Canada:
International Media
Marketing 16704 Marquardt
Avenue P.O. Box 1217 Cerritos,
CA 90701 (213) 926-9552

DIREZIONE, REDAZIONE,
AMMINISTRAZIONE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. (02) 61.72.671 - 61.72.641

SEDE LEGALE
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239 del 17.11.73

FOTOCOMPOSIZIONE
Lineacomp s.r.l.
Via Rosellini, 12 - 20124 Milano

STAMPA
Gemm Grafica s.r.l.
Via Magretti - Paderno Dugnano (Mi)

DIFFUSIONE
Concessionario esclusivo
per l'Italia e l'Estero:
SODIP - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della Rivista L. 3.500
Numero arretrato L. 4.500

Abbonamento annuo L. 29.000
Per l'estero L. 49.000

I versamenti vanno indirizzati a:
JCE
Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello Balsamo - Milano
mediante l'emissione di assegno
circolare cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 315275

Per i cambi d'indirizzo allegare
alla comunicazione l'importo di
L. 500, anche in francobolli, e indicare
insieme al nuovo anche il vecchio
indirizzo.

Mensile associato all'USPI
Unione Stampa
Periodica Italiana

In copertina:
Laser a semiconduttori per telecomunicazioni mediante fibre ottiche.
(Foto THOMSON-CSF).

Sommario

APRILE 1984

VTR e PC gli assi nuovi della Corea

La Corea del Sud è conosciuta, nel settore dell'elettronica, soprattutto per la produzione di televisori bianco/nero e di altri apparecchi di largo consumo e a basso contenuto tecnologico. L'industria coreana si appresta ora a modificare strategia inserendosi in filoni di attività più promettenti: televisori a colori, videoregistratori e personal computers. Le quattro grandi "zaibatsu" (le conglomerate) coreane - Samsung, Daewoo, Hyundai e Gold Star - inizieranno quest'anno ad esportare videoregistratori, con prodotti qualitativamente alla pari rispetto a quelli giapponesi, ma presumibilmente più a buon mercato. Le industrie, inoltre, programmano di produrre VTR negli Stati Uniti e forse anche in Europa. Il computer per la casa è fra i prodotti più promettenti, considerando anche il boom nei consumi interni, favorito dalle stesse industrie che mettono a disposizione di tutti gli studenti, strutture e apparecchi per apprendere l'uso delle macchine e i linguaggi di programmazione. Il governo ha bloccato le importazioni di apparecchi assemblati allo scopo di costruire una industria nazionale forte, capace domani di andare a caccia nei mercati esteri. Quest'anno si prevede che il consumo interno di personal e home computer salirà a circa 200.000 unità, quasi il quadruplo del 1983.

Olivetti entra nella Dixy (gruppo Sony)

La Olivetti, dopo una serie di accordi tecnologici con partner americani, ha dirottato le sue attenzioni verso il mercato giapponese, avviando una collaborazione con Sony per lo sviluppo e la produzione di schermi piatti. Più precisamente l'operazione è stata siglata con la Dixy, una società di recente costituzione per lo sviluppo di schermi piatti al plasma (gas ionizzato) destinati a terminali, personal computer e posti di lavoro portatili. "Quello della Olivetti — riferisce un comunicato ufficiale — è il primo investimento da parte di un gruppo straniero in venture capital giapponese". I partners della Olivetti, in questa iniziativa sono la Sony e l'americana Pacific Technology Venture Fund. Si tratta di una iniziativa di grande importanza. Soprattutto sul piano tecnologico. La Dixy permetterà infatti all'Olivetti di accedere ad una tecnologia "avanzata" in un settore, quello degli schermi piatti che consente una larga applicazione. L'investimento iniziale della Olivetti è stato di circa 500 mila dollari, pari al 20% del capitale: la società ha come obiettivo la commercializzazione entro l'anno di un nuovo tipo di schermo con caratteristiche tecniche decisamente innovative e a costi di gran lunga inferiori a quelli correnti.

Il telesoccorso

Un nuovo contributo della Sip alla soluzione di problemi sociali e di assistenza ai bisognosi è il servizio di "Telesoccorso". Destinato a persone colpite da handicap di vario tipo, a persone anziane o malate e sole, il servizio (per ora in fase di sperimentazione) è realizzabile in due versioni: la prima, più semplice, consiste in una apparecchiatura da installare a casa dell'utente e che su comando, anche a distanza, è capace di selezionare i numeri telefonici predisposti (parenti, amici e personale per l'assistenza) inviando un messaggio fonico pre-registrato di soccorso. La seconda richiede un'apparecchiatura identica, ma capace di inviare segnali in codice, in sostituzione del messaggio registrato. Quest'ultimo sistema è utilizzabile in collegamento con un centro di servizio (ospedale o centro medico) dotato di apposita apparecchiatura atta a colloquiare in codice con i terminali d'utente per fornire al personale del centro i dati relativi al chiamante.
Sia nella prima che nella seconda versione le apparecchiature da installare a casa dell'utente sono: un inviatore di allarme su rete commutata e un emettitore di comando via radio, di dimensioni non superiori a un pacchetto di sigarette.

VUOI DIVENTARE TECNICO ELETTRONICO?

Sui 30 Corsi di Scuola Radio Elettra 10 sono dedicati alle specializzazioni elettroniche, e sono garantiti da una esperienza internazionale unica, ottenuta con metodi sperimentatissimi, sempre aggiornati, pratici e vivaci. Da oltre trent'anni Scuola Radio Elettra sa quali opportunità di lavoro specializzato offre il mercato, e l'ha insegnato a oltre 400.000 giovani in Europa.

Scuola Radio Elettra fa parte della più importante Organizzazione europea di scuole per corrispondenza.

4 BUONE RAGIONI PER ISCRIVERTI AI NOSTRI CORSI.

1. ***Decidi tu il ritmo di studio e la durata del Corso.***
2. ***Paghi solo le lezioni che fai e i materiali già ricevuti.***
3. ***Diventi proprietario del materiale di sperimentazione che ti inviamo.***
4. ***Alla fine del Corso riceverai un Attestato a conferma della preparazione acquisita.***

CON NOI PUOI.

Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5-10126 Torino

Compila, ritaglia, e spedisci solo per informazioni a:

SCUOLA RADIO ELETTRA - Via Stellone 5 - X19 - 10126 Torino

Vi prego di farmi avere, gratis e senza impegno, il materiale informativo relativo al Corso di:

CORSI DI ELETTRONICA
- ☐ Tecnica elettronica sperimentale*
- ☐ Elettronica digitale*
- ☐ Microcomputer*
- ☐ Elettronica radio TV
- ☐ Elettronica industriale
- ☐ Televisione b/n
- ☐ Televisione a colori
- ☐ Amplificazione stereo
- ☐ Alta fedeltà
- ☐ Strumenti di misura

CORSI TECNICO-PROFESSIONALI
- ☐ Elettrotecnica
- ☐ Disegnatore meccanico progettista
- ☐ Assistente e disegnatore edile
- ☐ Motorista autoriparatore
- ☐ Tecnico d'officina
- ☐ Elettrauto
- ☐ Programmazione su elaboratori elettronici
- ☐ Impianti a energia solare*
- ☐ Sistemi d'allarme antifurto*
- ☐ Impianti idraulici-sanitari*

CORSI COMMERCIALI
- ☐ Esperto commerciale
- ☐ Impiegata d'azienda
- ☐ Dattilografia
- ☐ Lingua inglese
- ☐ Lingua francese
- ☐ Lingua tedesca

CORSI PROFESSIONALI E ARTISTICI
- ☐ Fotografia
- ☐ Disegno e pittura*
- ☐ Esperta in cosmesi*

*NOVITÀ

(Indicare con una crocetta la casella che interessa)

COGNOME ____________________

NOME ____________________

VIA ____________________ N° ______

LOCALITÀ ____________________

CAP ________ PROV. ____ N. TEL. ____________

ETÀ ____ PROFESSIONE ____________________

MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER LAVORO ☐ PER HOBBY ☐

Chiedi informazioni più precise compilando e spedendo l'unito tagliando.

Presa d'atto del Ministero della Pubblica Istruzione N. 1391.

MINI o PORTATILI

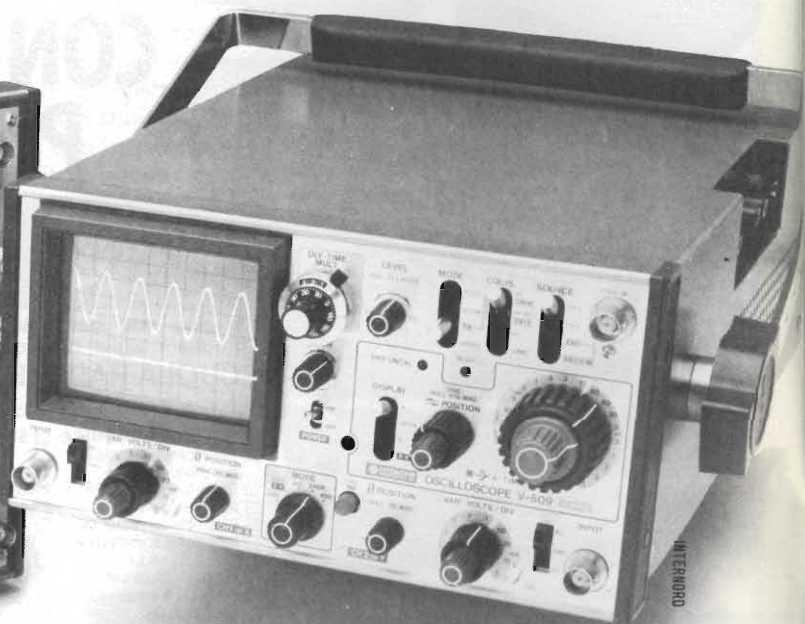
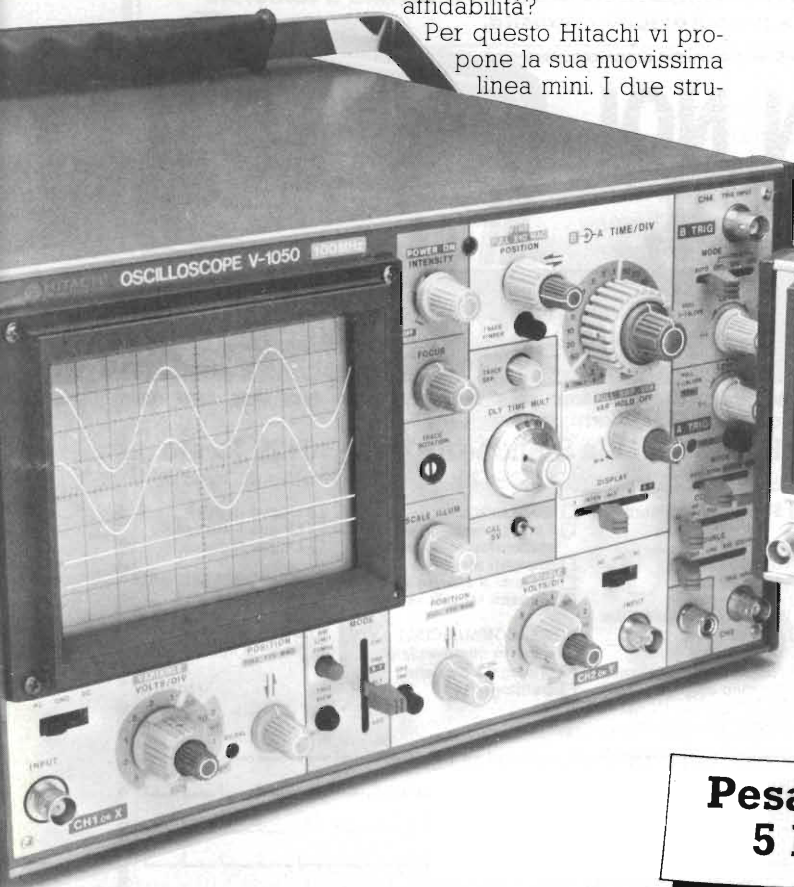
gli oscilloscopi Hitachi significano sicurezza

Il vostro lavoro vi impone strumenti con doti di portatilità notevoli?

Scegliete allora con sicurezza nella gamma dei portatili Hitachi. Sono sei modelli con banda passante da 15, 20, 30, 35, 50 e 100 Mhz, a doppia traccia (il 100 Mhz ha quattro tracce), sensibilità verticale di 1 mV/div. e con moltissime altre caratteristiche di avanguardia: trigger automatico e manuale, TV line e field, somma e sottrazione dei canali, linea di ritardo verticale a partire dal 30 Mhz e velocità di sweep di 20 ns (5 ns per il 50 Mhz con doppia base tempi e trigger view e 2 ns per il 100 Mhz, anch'esso con doppia base tempi). Tutti offrono un MTBF di 20.000 ore.

Vi occorre un oscilloscopio veramente compatto e leggero, da usare senza problemi nel lavoro di field più impegnativo?

Uno strumento in grado di darvi prestazioni ottime e con magnifiche caratteristiche di affidabilità?

Per questo Hitachi vi propone la sua nuovissima linea mini. I due strumenti che la compongono, il V-209 e il V-509 sono caratterizzati da 20 e, rispettivamente, 50 Mhz di banda passante, sensibilità di 1 mV/div., velocità della base tempi di 10 ns/div., base tempi ritardata con trigger separato dalla principale, circuito separatore di sincronismi TV, focalizzatore automatico della traccia, single sweep e hold off. Tutte queste caratteristiche e dispositivi sono raccolti in un contenitore di appena 25 centimetri di larghezza, 35 di profondità e solo 11 di altezza, con un peso totale di meno di 5 chili e un'autonomia di 2 ore di funzionamento continuo con il power pack opzionale AD-509. E con un MTBF di ben 20.000 ore.

Pesa solo 5 Kg!

MELCHIONI ELETTRONICA

20135 Milano - Via Colletta 37 - tel. 57941 Filiali, agenzie e punti vendita in tutta Italia

INTERNORD

Cresce la domanda di TVC accessoriati e di qualità

Tutto quel che sa di elettronico si vende molto bene. Questo slogan, di provenienza da oltre-Atlantico, conferma che nello scorso anno l'industria del consumer elettronico ha registrato impennate di sviluppo superiori alle previsioni più rosee e tali da compensare ampiamente la recessione dei due anni precedenti. Un caso particolarmente significativo è quello dei TVC. Considerato fino a pochi anni fa un prodotto maturo e senza possibilità di rilevanti sviluppi, il televisore a colori ha conosciuto nello scorso anno un piccolo boom: negli Stati Uniti ne sono stati venduti circa 14 milioni di unità, con un incremento di oltre il 20% rispetto al 1982. La crescita dovrebbe continuare quest'anno. Le fonti accreditate prevedono un assorbimento fino a 15 milioni di apparecchi corrispondenti ad un valore ai prezzi in fabbrica di 5,6 miliardi di dollari, poco più di 370 dollari ciascuno. Neanche tanto considerata la tendenza dell'utenza ad acquistare televisori accessoriati e di qualità. Ciò ha permesso alle quattro principali industrie americane (Zenith, RCA, General Electric e Magnavox (Philips), di aumentare la loro quota rispetto al prodotto di importazione orientale. La tendenza all'acquisto di apparecchi accessoriati, prevedono gli esperti, continuerà anche quest'anno; la preferenza sarà accordata a TVC con più di 100 canali, adottati per essere collegati ad home computers, videoregistratori, altoparlanti hi-fi e ad altri dispositivi elettronici. La domanda di televisori a colori trova spinta anche in altre motivazioni; la diffusione della TV via cavo e l'inizio della TV via satellite implicano il possesso di ricevitori migliori e tecnologicamente avanzati. Il televisore viene visto da quote sempre più larghe di ragazzi come un supporto "non-broadcast" e anche questo elemento è motivo sufficiente per spingere al rinnovo, al secondo o terzo apparecchio. Infine con la sofisticazione dell'apparecchio cresce il costo della riparazione, che una ricerca della RCA ha quantificato mediamente intorno ai 200 dollari, ulteriore fattore di stimolo ad optare verso l'acquisto.

Sistemi integrati audio/video per casa

L'integrazione di tutti gli apparecchi elettronici presenti in una abitazione costituirà il risultato finale di una serie di ricerche e di aggiornamenti tecnici nelle quali si stanno cimentando tutte le maggiori industrie del settore. Nessuna, però, sembra avere idee chiare circa la metodologia e la filosofia da proporre. Si procede a tentoni, sperimentando ora l'una ora l'altra delle soluzioni tecnicamente possibili. La RCA, ad esempio, programma di mettere in vendita una soluzione che tramite un solo telecomando tiene sotto controllo numerose apparecchiature (TVC, videoregistratore, lettore di videodischi, giradischi convenzionali o a dischi compatti, sistemi hi-fi, ecc.). L'interazione tramite telecomando avviene con il televisore che funge da elemento centrale del sistema.

Il TV digitale è alle porte

Si parla sempre più frequentemente di televisore digitale. L'introduzione dei primi apparecchi completamente digitali è attesa verso la fine dell'anno o all'inizio del 1985. Segnali audio e video saranno allora elaborati secondo tecniche traslate dall'informatica con modifiche sostanziali dei concetti progettuali e costruttivi. Cambieranno anche le prestazioni degli apparecchi: le immagini saranno più nitide e quindi aumenterà la propensione a servirsi del TVC per applicazioni di teletext, di elaborazione tramite personal computers e videogames. In aggiunta a immagini migliori, il televisore digitale elimina ogni tipo di interferenza e permette operazioni come lo zoom e l'ingrandimento di sezioni dello schermo, più una serie di altri accorgimenti di cui oggi si fatica perfino ad immaginarli mentre diventeranno caratteristiche degli apparecchi televisivi nel corso degli anni novanta.

In forte sviluppo il servizio radiomobile in Italia

Alla fine del 1983 gli utenti del servizio radiomobile Sip (il telefono in auto) risultavano in Italia circa seimila, contro 4.152 alla fine del 1982 (1.500 nel 1979). Dovrebbero salire, secondo previsioni Sip, a 19.000 alla fine del 1988 e a 30.000 nel 1990. Per soddisfare le numerose domande inevase, dovute alla saturazione del vecchio sistema a 160 MHz, la Sip sta sviluppando un nuovo sistema nella gamma dei 450 MHz, recentemente approvato dal Ministero Pt, che dovrebbe entrare in servizio entro il 1984 in Lombardia e Lazio (la Italtel, fornitore unico del sistema attuale e dei telefoni, ha progettato il sistema di nuova generazione il cui lancio è previsto entro il 1984). Il mercato dei radiotelefoni è in rapido sviluppo anche nei principali Paesi europei; al giugno 1982 risultavano in funzione 38.500 apparecchi in Norvegia, 31.100 in Finlandia, 24.000 in Svezia, 19.000 in Danimarca, 18.500 in Germania, 7.300 in Gran Bretagna, 6.500 in Francia e 5.500 in Svizzera.

Accordo Intesi - S.I.S.AV.

Tra la Intesi, divisione Distribuzione della Deutsche ITT Industries GmbH Filiale Italiana e la S.I.S.AV., Società Italiana Sistemi Avanzati S.r.l. entrambe con sede al Centro Direzionale Milanofiori di Assago, è stato stipulato un accordo di collaborazione per il quale la S.I.S.AV. metterà a disposizione dei clienti Intesi il proprio bagaglio di esperienza e know-how nella progettazione e sviluppo sia hardware che software di apparecchiature e sistemi a microprocessore.

TV via satellite: il programma italiano

L'Italia avrà un suo satellite per la televisione diretta.
La promessa è di un politico: il ministro delle Poste e Telecomunicazioni Antonio Gava, il quale, durante un intervento parlamentare, ha anche annunciato la costituzione di un comitato di esperti per lo studio di fattibilità. Si dovrebbe e vorrebbe così garantire continuità al satellite L-Sat, la cui permanenza in orbita è prevista fino al 1995. Gava ha anche annunciato l'indirizzo. operativo del governo che si caratterizza per un duplice obiettivo: favorire da un lato ogni azione che sia rivolta alla compatibilità internazionale dei sistemi, per non rimanere isolati nel tessuto reticolare delle comunicazioni mondiali, prevenire dall'altro lato l'eventualità che il mercato italiano possa subire l'immissione massiccia di prodotti esteri, che comprometterebbero non solo la produzione nazionale ma anche la stessa definizione degli standard italiani, necessaria perché l'industria possa realizzare in tempo utile la produzione di serie delle apparecchiature. I propositi sono lodevoli, anche troppo se si considera un altro punto della relazione, quello della partecipazione attiva di rappresentanti italiani in tutti gli organismi internazionali.

I "Panzer" tedeschi della TV via cavo

Nella prima rete di TV via cavo della Germania, che interessa la città di Ludwigshafen nello stato Renania-Palatinato, saranno investiti circa 60 miliardi di lire. Tale somma sarà investita in parte rilevante dalla PKS (Programmgesellschaft Kabel und Satellitenfunk) per mettere a disposizione di circa 1.200 abbonati del servizio sperimentale, la cui durata è fissata in tre anni, 19 canali. Il costo per l'utente è di 125 marchi (72.000 lire circa) a titolo di canone e di 11 marchi (6.700 lire circa) al mese per l'abbonamento. Quello di Ludwigshafen è uno dei quattro progetti di TV via cavo autorizzati dalla Bundespost (gli altri tre riguardano le città di Monaco, Dortmund e Berlino).

PROMOTIONAL !!

OSCILLOSCOPIO Mod. G 505 DT

DOPPIA TRACCIA 20 MHz./5mv.

IN OMAGGIO A SCELTA:

TESTER 40.000 Ω / V
PROBE X1/X10

Disponibilità: presso il Vostro rivenditore, o direttamente alla Unaohm

UNAOHM DELLA START S.P.A

uffici commerciali
via f. brioschi, 33 - 20136 milano
telefoni (02) 8322852 (4 linee)
indirizzo telegrafico: unaohm milano
stabilimento - uffici assistenza
via g. di vittorio 45 - 20068 peschiera borromeo (mi)
telefoni (02) 5470424 (4 linee) - telex unaohm 310323

GENERALITA' SUL LASER E SUE APPLICAZIONI

SPECIALE LASER

Hans Koeber e Winfired Knoblock

Quando Aladino voleva soddisfare i suoi desideri bastava che toccasse la sua lampada. Il raggio laser pur non avendo un potere così straordinario, ha permesso di realizzare in tutti i campi dell'attività umana progressi significativi, specialmente in medicina dove il suo raggio ultrasottile e "pieno" di calore si è dimostrato un bisturi dalle proprietà taumaturgiche.

I laser (Laser = *L*ight *A*mplification by *S*timulated *E*mission of *R*adiation: amplificazione della luce mediante emissione stimolata di radiazione) sono "componenti" che amplificano una oscillazione luminosa avente una data fase producendo una luce monocromatica coerente. Questa luce ha lunghezze d'onda che possono andare da 100 nm (1 nm = 10^{-9}m), e pertanto nella gamma dell'ultravioletto, e 700 μm (1 μm = 10^{-6}m), e cioè nel campo dell'infrarosso. Il laser produce quindi una gamma di lunghezze d'onda molto più estesa di quelle che l'occhio umano può vedere. Il raggio laser non si disperde ma rimane con lo stesso "spessore" anche dopo aver percorso grandissime distanze.

Le caratteristiche fisiche del laser permettono di poter focalizzare il suo fascio in un punto di dimensioni estremamente ridotte, e di concentrare quindi su questo punto enormi quantità di energia, dell'ordine di Terawatt/cm² (1 Terawatt = 10^{12} W). Grazie alla ridotta "apertura", il raggio laser può essere utilizzato per trasmettere informazioni a grandi distanze e attualmente è possibile modularlo con frequenze dell'ordine delle frequenze video.

Luce laser e luce normale

La caratteristica principale della luce-laser è la *coerenza*. La luce laser è inoltre più intensa, più monocromatica e più collimata (e cioè altamente rettilinea e parallela a se stessa) di qualsiasi altra sorgente di luce.

La coerenza è quella proprietà in base alla quale le oscillazioni che attraversano un piano ad esse perpendicolare (fronte dell'onda), lo attraversano *tutte* con lo stesso angolo di fase. Un fascio di luce coerente può essere quindi considerato come formato da un'onda ideale le cui proprietà, in funzione dello spazio e del tempo, possono essere facilmente descrivibili e riproducibili. L'apparenza granulosa, caratteristica della luce laser, è dovuta a fenomeni di interferenza prodotti a loro volta dalla coerenza.

La luce ordinaria non è coerente; il che significa che le sue oscillazioni attraversano il piano del fronte dell'onda sotto angoli di fase di valore differente e con differente ampiezza. Un raggio di luce non coerente può considerarsi es-

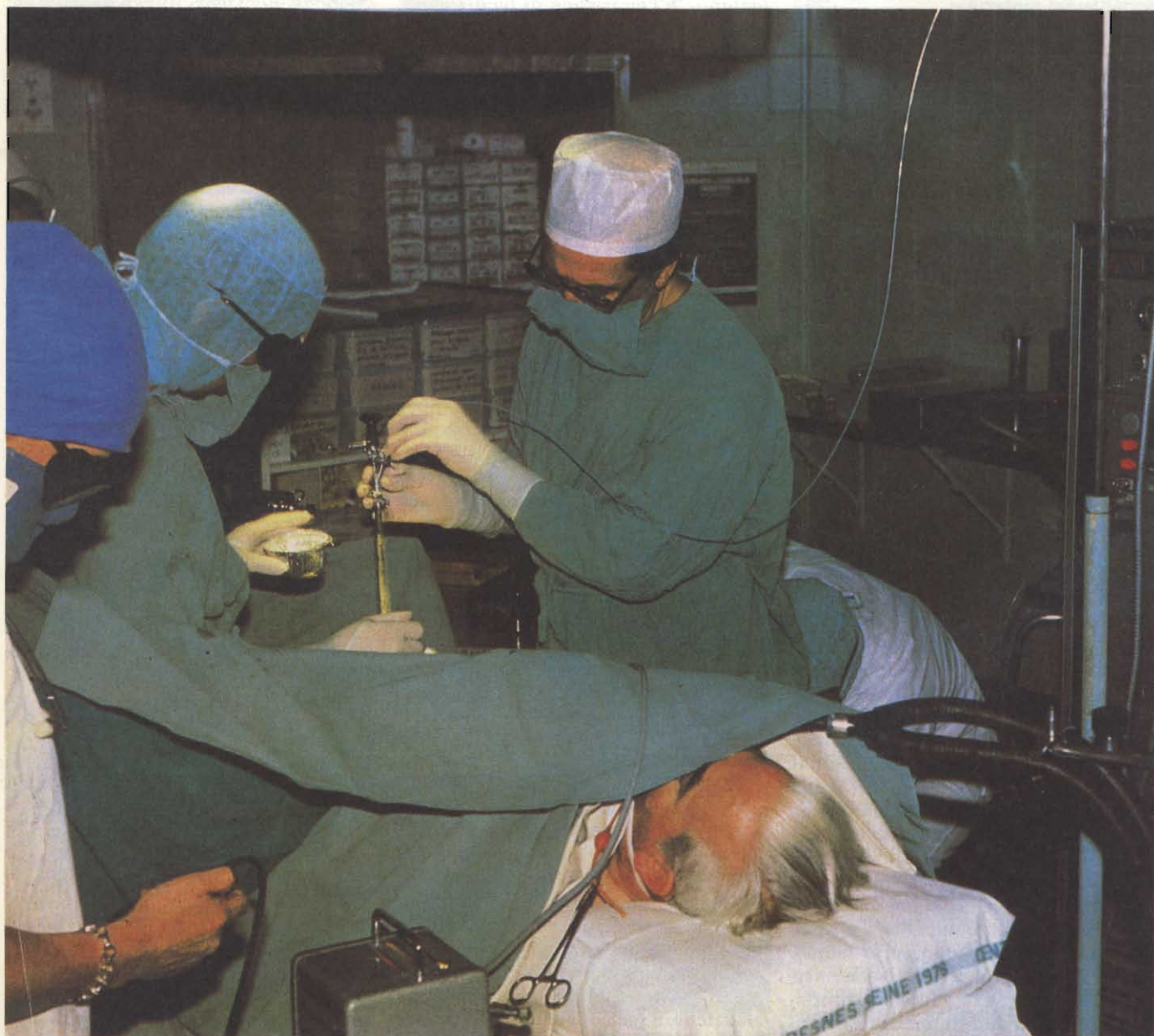
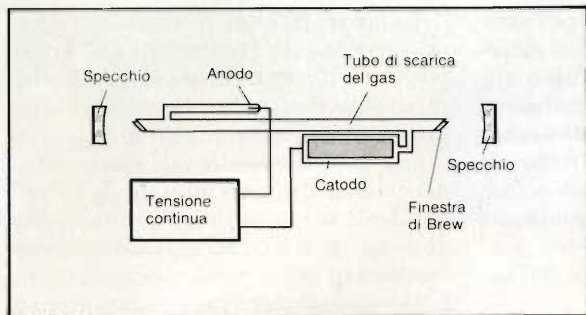



Fig. 1 - Schema semplificato di laser a gas.

senzialmente un miscuglio disordinato di onde.

L'intensità di un raggio laser può raggiungere valori molto elevati. È possibile infatti ottenere concentrazioni di potenza superiori a 1000 MW/cm^2. A questi valori di potenza, un raggio laser è in grado di tagliare e vaporizzare qualsiasi materiale.

Emissione stimolata ed emissione spontanea

La produzione di luce-laser si basa sull'emissione *stimolata*, un fenomeno questo osservato soltanto nel laser. L'emissione *spontanea* è al contrario il sistema normalmente usato per produrre luce mediante eccitazione di atomi o di molecole.

È noto che in un atomo, gli elettroni risultano distribuiti su determinate orbite alle quali corrispondono determinati livelli di energia. Quando un atomo è investito da una forma di energia (calore, luce ...), alcuni elettroni che si trovano ad un livello *inferiore* possono trasferirsi su un livello *superiore.* Qui però non rimangono molto tempo perchè, per natura, tendono a ritornare nel loro livello naturale o livello-base. Durante questo "salto" essi cedono, sotto forma di luce (fotoni), l'energia che era servita a loro per "saltare" sul livello superiore.

Fatta questa premessa, supponiamo che l'atomo del materiale-laser abbia livelli di energia sui quali possono trasferirsi elettroni, e che il livello più basso (livello o stato-base) sia occupato dai suoi normali elettroni e che il livello immediatamente superiore sia invece vuoto. Sotto l'azione di una eccitazione (di natura calorica, ottica o elettrica) potrà succedere che un elettrone possa trasferirsi dal livello più basso al livello immediatamente superiore. Questo elettrone però, dopo un certo tempo, tenderà a ritornare sul suo livello *emettendo un fotone*, e cioè luce. La direzione e la fase dell'onda luminosa associate a questo fotone sono però *irregolari*, ed inoltre, l'energia posseduta dal fotone corrisponderà alla differenza di energia esistente tra due livelli di energia. La durata della permanenza dell'elettrone nel livello superiore potrà essere breve (meno di 10 picosecondi) oppure lunga (più di 1 microsecondo), nel quale caso il livello viene chiamato *metastabile* e l'emissione di luce, *fluorescenza.*

L'emissione *stimolata* si ha quando, trovandosi l'elettrone di un atomo eccitato, sul livello di energia immediatamente superiore, esso viene *costretto* a ritornare nel suo livello naturale da un fotone *esterno.* (Nell'emissione spontanea esso ritornava *da solo* nel suo livello, emettendo un fotone). In particolare, se l'elettrone di un atomo che in seguito all'eccitazione viene a trovarsi nel livello superiore viene colpito da un'onda luminosa (e cioè da un fotone esterno) la cui lunghezza d'onda corrisponde alla differenza di energia tra i due livelli, questo elettrone sarà *stimolato* dall'onda luminosa a portarsi nel livello di energia inferiore emettendo nello stesso tempo un fotone. Questo fotone però e l'onda ad esso associata, verranno emessi nella *stessa direzione e con la stessa fase della luce incidente* (fotone stimolatore). Verrà prodotta in questo modo un'onda luminosa avente una frequenza ben determinata, la quale attraverserà il materiale eccitato e aumenterà in ampiezza in quanto essa stessa stimola l'emissione.

Pompaggio e inversione della popolazione

Il processo al quale prima abbiamo accennato tendente ad *eccitare* il materiale-laser, a trasferire cioè gli elettroni dai livelli di energia inferiori ai livelli di energia superiori viene chiamato *pompaggio.* Questo pompaggio degli elettroni può essere realizzato con sistemi ottici ricorrendo, per esempio, a lampade particolari, a scariche elettriche, a reazioni chimiche, oppure, come avviene nel caso del laser a semiconduttore (diodo laser), iniettando gli elettroni nel livello di energia superiore dell'atomo ricorrendo ad una corrente elettrica.

Nel laser questa *inversione* della "popolazione" è necessaria per dare inizio e mantenere l'azione-laser. Inversione di popolazione significa in termini generali portare in una zona, elementi (popolazione) che *normalmente* non risiedono in quella zona.

Nel caso del laser, si parla di inversione di popolazione in quanto, sotto l'azione di una eccitazione (luminosa o calorica) vengono trasferiti nel livello superiore elettroni che *normalmente* si trovano invece nel livello di energia inferiore.

Normalmente, il livello di energia inferiore è quasi completamente *pieno* di elettroni mentre il livello superiore (supponendo che si trovi a qualche decimo di elettrovolt al di sopra del livello inferiore, a temperatura ambiente) è essenzialmente *vuoto* di elettroni.

Sotto l'azione di una eccitazione energetica, l'atomo del materiale del laser *inverte* il numero degli occupanti di questi due livelli, e così il livello superiore viene ad essere pieno di elettroni.

È questa *inversione di popolazione* mantenuta dal *pompaggio* che mantiene l'effetto laser in quanto l'onda luminosa esterna di adatta frequenza potrà

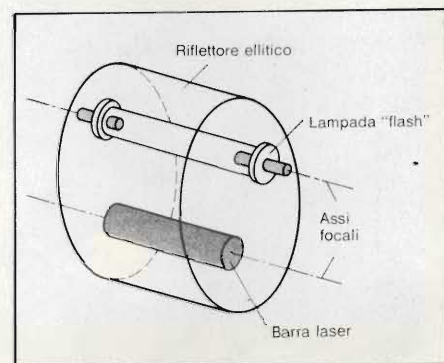



Fig. 2 - Sistema di "pompaggio" nei laser a cristallo.

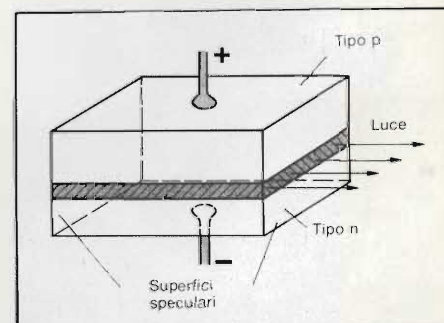



Fig. 3 - Le superfici a specchio dei diodi-laser sono parallele alla direzione di uscita del raggio laser.

stimolare e costringere questi elettroni *pompati* ad andare nel livello di energia inferiore e produrre durante questa transizione la luce-laser.

Laser a gas

I laser a gas *(figura 1)* vengono per lo più prodotti mediante una scarica di corrente continua tra due elettrodi; una successiva eccitazione a frquenza elevata provvede ad aumentare la potenza. La luce laser va avanti e indietro riflessa dai due specchi di cui uno è in parte trasparente. Appena l'amplificazione del laser riesce a superare le perdite che la luce laser incontra in questo andare avanti e indietro, si instaura l'autoeccitazione, e il laser diventa un vero generatore.

In questo laser a specchi si producono, per interferenza, effetti di risonanza che tendono ad esaltare determinate lunghezze d'onda. Se, come indicato in figura 1, il sistema laser viene munito della cosidetta *finestra di Brew*, sarà possibile effettuare la polarizzazione del fascio, e di conseguenza una sua modulazione ricorrendo ai normali sistemi elettronici.

I laser a gas sono realizzati per lo più con elio e neon, e irradiano su una lunghezza d'onda di 632,8 nm: è il noto raggio *rosso* del laser. Altre miscele sono fatte con i gas nobili argon, cripton, neon e xenon e con il "meno nobile" azoto. I laser che lavorano con anidride carbonica (CO_2) compressa a molte atmosfere possono produrre impulsi laser la cui potenza può raggiungere i Gigawatt.

Laser a cristallo

È stato il primo tipo di laser. Nel 1960 *Maimon* introdusse infatti il suo laser a barra di rubino. I laser a cristallo vengono "pompati" otticamente per lo più mediante lampi di luce prodotti da una lampada alimentata con le correnti ottenute da scariche di un condensatore *(figura 2)*. Anche in questo caso quindi siamo in presenza di un funzionamento ad impulsi.

Altri cristalli utilizzati sono il neodym-YAG (granato di yttrio e di alluminio), capaci di dare impulsi di energia dell'ordine di 5000 joule.

Laser a semiconduttore

Sono i cosidetti diodi-laser *(figura 3)*. Il loro principio di funzionamento assomiglia a quello dei LED. Possono irradiare un'ampia gamma di lunghezze d'onda di luce *non coerente* anche a bassi valori di densità di corrente. Questi LED *diventano* laser solo dopo che è stata raggiunta una certa densità di corrente per cui le perdite nel risuonatore vengono compensate dall'effetto dell'amplificazione.

a)

b)

Fig. 5 - (a) La freccia indica un tumore angiomatoso che si è sviluppato su una grossa vena del fondo dell'occhio. (b) La foto indica che il tumore è stato distrutto mediante coaugulazione attuata con un laser a argon.

La potenza laser fornita dipende dall'entità delle perdite nel materiale semiconduttore. Per aumentare la potenza di uscita si usa collegare in serie più chip. In questa maniera è possibile ottenere impulsi laser con potenze dell'ordine del kilowatt ma di breve durata. Come materiale-base, i diodi-laser utilizzano principalmente materiali semiconduttori come il gallio, l'arsenico e l'alluminio. Per ridurre le perdite di irradiazione, al posto della singola giunzione *(figura 3)*, attualmente vengono impiegati sistemi a più giunzioni.

Fig. 4 - Il raggio laser taglia una lastra di acciaio spessa 3 cm. Il taglio è netto e senza sbavature.

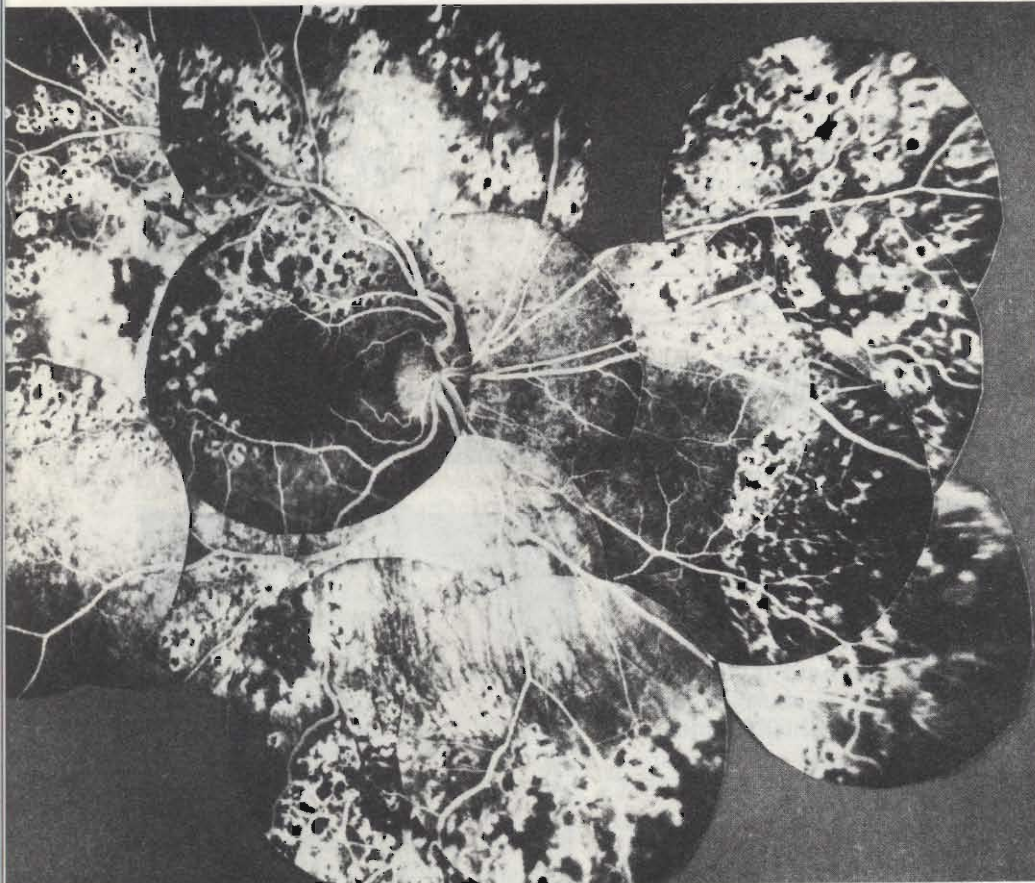



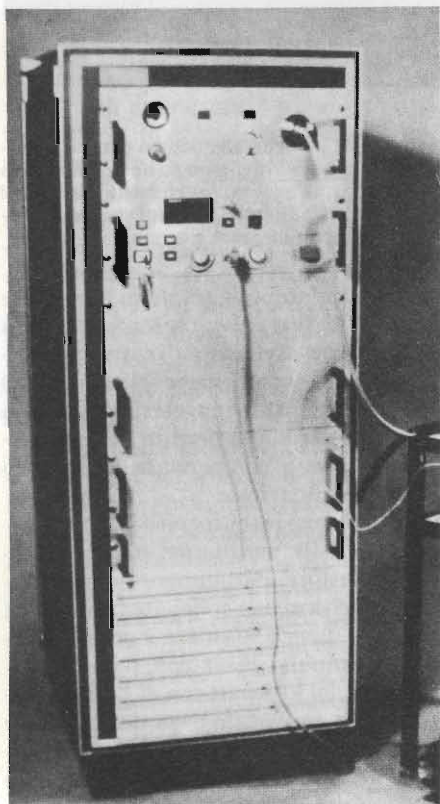
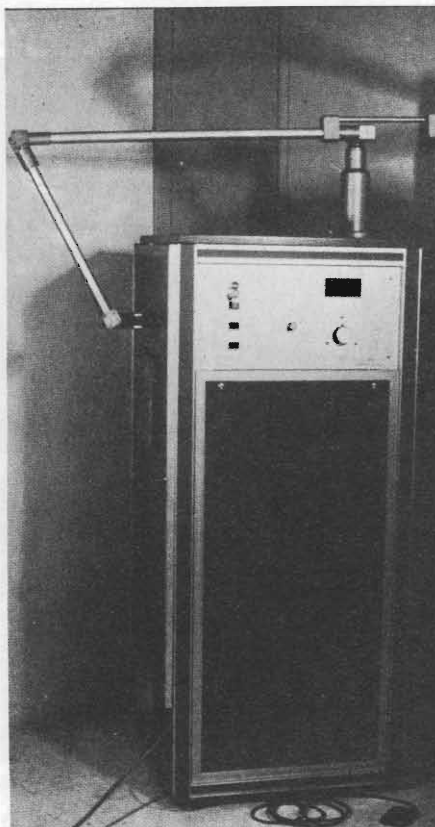
Fig. 6 - Esempio di fotocoagulazione realizzata mediante laser a argon in una malattia vascolare della retina. I punti di coagulazione sono riconoscibili dai minuscoli puntini.

a)

b)

Fig. 7 - (a) Laser a YAG-Neodim per effettuare esami endoscopici dell'intestino, dei bronchi e della vescica. (b) Laser a CO_2, impiegato nelle operazioni chirurgiche e in ginecologia.

Le applicazioni del laser

Nel 1960, quando Mainon per primo riuscì a produrre il raggio laser, subito si parlò di cosa *meravigliosa* e subito dopo di *raggio della morte*. In realtà, oggi in medicina ed in particolare nel campo dell'oculistica, il raggio laser viene utilizzato per curare disfunzioni e malattie che prima venivano curate con mezzi inadatti e poco affidabili.

Il primo raggio-laser fu quello a cristallo di rubino. Attualmente, il laser a rubino viene utilizzato per misurare, per esempio, la distanza intercorrente tra la terra e la luna. In questo caso, il *riflettore* del laser viene puntato sulla luna. La luce-laser, raggiunta la superficie della luna, viene riflessa: conoscendo la velocità di propagazione della luce e il tempo impiegato dal raggio laser nel cammino di andata-ritorno, sarà possibile valutare con una approssimazione di qualche metro, la distanza esistente tra la terra e la luna.

Potenza del laser

Le tre differenti sorgenti di luce-laser suddette (e cioè a gas, a cristallo e a diodo) danno potenze laser di differente valore. Per esempio, la potenza di appena 0,5 mW fornita dal laser a miscela di gas elio e neon (He-Ne) non è in grado di temperare l'acciaio; ciò invece può essere fatto ricorrendo ai laser a cristallo. Con un laser a diodo non sarà mai possibile saldare e forare metalli. Ricorrendo invece alla potenza fornita dal laser ad anidrire carbonica (CO_2) sarà possibile fondere e vaporizzare metalli durissimi, come il quarzo, il diamante, materiali come teflon e così via. Non esiste materiale che non possa essere "bruciato" da questo tipo di laser. È un po' di "fuoco" che l'uomo ha sottratto al sole!

Il raggio laser deve essere sempre messo a fuoco sia che si tratti di fare un foro nell'acciaio sia che si tratti di distruggere un tumore nel cervello. Per fare ciò occorre che il raggio laser venga focalizzato in un punto ben preciso servendosi di una lente. Così per esempio, sistemando opportunamente vari laser a gas Neodym e concentrando in un unico punto i raggi laser prodotti, è stato possibile raggiungere a Livermoe (USA) temperature dell'ordine di 80 milioni di gradi Celsius (°C)!

Quando sarà possibile raggiungere con raggi-laser focalizzati potenze dell'ordine di 100 milioni di gradi, si potrà fare a meno delle attuali centrali atomiche. Avrà inizio infatti l'era della fusione nucleare ottenuta mediante laser.

Il laser che tutti conoscono

La tecnica del laser ha assunto un posto ben definito in campo industriale. Inizialmente, ci si rese conto che con il laser a rubino si potevano forare con estrema velocità, i cosidetti *rubini* degli orologi a molla. Nell'industria tessile e in quella delle macchine si lavora con il laser. I fabbricanti americani e inglesi di cartone tagliano i vari tipi di cartoni con il raggio laser. Anche gli angolari degli sci vengono lavorati con il raggio laser che in questo caso funziona da taglierina e da trapano. A tutti è noto l'utilizzo del laser nella messa in opera e nella misura di cavi e tubi sia in superficie che sott'acqua, nella costruzione di tunnel ecc. Nella geodesia, il laser è lo strumento più usato per la misura di distanze.

Il fatto che il laser "risponda" al calore e al fumo lo rende un sistema di allarme estremamente sicuro, specialmente se utilizzato in locali di grandi dimensioni.

In campo artistico, il laser viene usato come mezzo per verificare l'autenticità di un'opera d'arte in quanto esso è in grado di rilevare pitture sovrapposte all'originale aventi spessori estremamente sottili. Nella chimica, è incominciata con il laser una nuova era; il laser consente infatti di analizzare e scomporre composti chimici e sintetizzarne dei nuovi.

Con il laser è possibile proiettare su uno schermo immagini di grandi dimensioni. In America, i ciechi reduci dalla guerra nel Vietman utilizzano per muoversi un "bastone a laser". In campo aereonautico, tutte le parti soggette a vibrazioni vengono controllate con il laser.

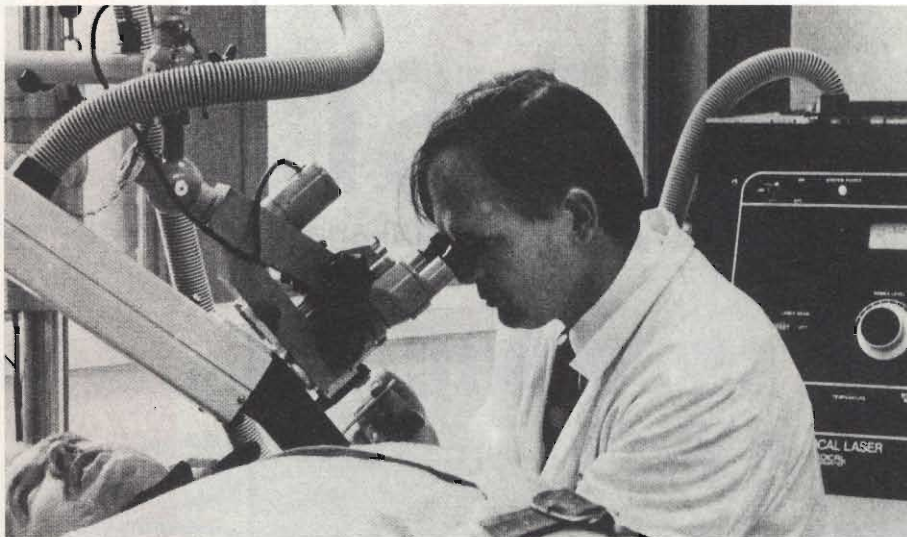



Fig. 8 - Il dr. R.L. Goode dirige, servendosi del microscopio, il raggio laser sul timpano dell'orecchio.

Moltissimi sono gli impieghi del laser! Esso si è dimostrato un "utensile" che semplifica il lavoro in tutti i campi. Naturalmente, non si è fatto qui cenno ai suoi impieghi in campo militare che sono molti e sofisticati.

Applicazioni del laser in campo medico

Il settore biomedico è stato uno dei primi campi dove il laser ha trovato la sua pratica applicazione. Infatti, subito dopo la sua scoperta (1960), alcuni biologi utilizzarono la finezza estrema del raggio laser per "operare" a livello delle cellule viventi. Gli oftamologhi s'impossessarono subito di questo mezzo che presentava indubbi vantaggi sulla lampada alla Xenon. Il riattacco della retina sul fondo dell'occhio non presentava più pericoli e diventava un'operazione dall'esito sicuro. A partire dal 1975, il laser è diventato il bisturi ideale per eliminare porri ed altre affezioni tumorali della pelle, il sistema elegante per ricucire ferite da operazioni senza lasciare alcuna traccia sulla pelle. Attenzione! Osservare il raggio laser è pericoloso perchè può bruciare la retina. Di questo occorre tenere presente nelle dimostrazioni didattiche e nelle discoteche. ■

Bibliografia

1) Hubert Smillet: *Il laser in medicina* - Revue Française de l'Èlectricité, pag. 18.

700.000 TVC per teletext nel 1985

Il teletext sembra avviato ad un futuro irto di minori ostacoli di quelli che ne hanno fino ad oggi condizionato la crescita. La differenza fra gli standard, ad esempio, non pare più un grande ostacolo alla sua diffusione. L'industria di semiconduttori, infatti, ha sviluppato chip che hanno permesso la costruzione di decodificatori multistandard capaci di risolvere la visibilità dell'utente. Questi e altri motivi hanno ritardato in Italia la diffusione del servizio teletext da parte della RAI che ha anche individuato nella possibilità di scelta fra tipi di informazione uno dei fattori di attecchimento del teletext nel nostro Paese. Si prevede che la presenza, nel nostro Paese, di un sistema televisivo molto concorrenziale, farà scattare assai probabilmente una moltiplicazione di sistemi teletext, considerati anche gli investimenti limitati (da 200 a 500 milioni di lire) mediamente necessari da parte di una emittente televisiva. Uno sviluppo sostenuto del teletext accelererebbe il turn-over del parco televisori e creerebbe quindi all'industria televisiva un tessuto operativo più tranquillo dell'attuale. Secondo valutazioni della RAI a due anni dalla introduzione del servizio teletext, quindi a fine 1985, la metà dei televisori a colori venduti in Italia (700 mila unità circa) avrebbe in dotazione il decodificatore.

A questi prezzi, mai prima d'ora

- ✓ 3 versioni: 40-60-100 MHz
- ✓ 3 canali/6 tracce*
- ✓ Sensibilità 1 mV/div.
- ✓ Doppio sweep ritardato ed espanso

100 MHz 2.660.000 SONDE COMPRESE

40 MHz 1.425.000 SONDE COMPRESE

60 MHz 1.828.000 SONDE COMPRESE

100 MHz 2.660.000 SONDE COMPRESE

PREZZO RIFERITO A YEN = L. 7, PAGAMENTO IN CONTANTI

TRIO

TRIO-KENWOOD CORP.

I nuovi modelli CS-1040, CS-1060 e CS-1100 rappresentano, anche per le esclusive innovazioni tecnologiche, il meglio della già affermata serie di oscilloscopi CS-1000.

* Per il 100 MHz: 2 canali/4 tracce

Vianello

Sede : 20121 Milano - Via T. da Cazzaniga, 9/6
Tel. (02) 6596171 (5 linee) - Telex 310123 Viane I
Filiale: 00185 Roma - Via S. Croce in Gerusalemme, 97
Tel. (06) 7576941/250 - 7555108

Agente per le Tre Venezie - Bergamo - Brescia:
LUCIANO DESTRO
37134 Verona - Via Dei Castelbarco, 13 - Tel. (045) 585396

Tagliare e spedire in busta chiusa alla: VIANELLO S.p.A. - 20121 Milano - Via T. da Cazzaniga, 9/6

INVIATEMI SENZA IMPEGNO MAGGIORI INFORMAZIONI

SOCIETÀ/ENTE
REPARTO
INDIRIZZO
CITTÀ
TEL.
CAP
ALL'ATT. DEL SIG.

4/84/T SR

Elementi della penna collimatrice. Partendo da destra: laser a semiconduttore e relativo supporto, tubetto di alluminio contenente le lenti per la collimazione del fascio, parte meccanica e distanziatori, ed infine, lente cilindrica per la correzione delle tolleranze.

LASER A SEMICONDUTTORE PER COLLIMATORE

I sistemi di scrittura-lettura dei dischi digitali (VLP e Compact disc, per esempio) richiedono fasci laser con dimensioni estremamente rigorose. Anche il fenomeno dell'astigmatismo deve essere ridotto al minimo. A questo scopo è stata di recente introdotta una nuova versione di laser a semiconduttore, il CQL10A, che munito di ottica opportuna è in grado di soddisfare le esigenze di questi sistemi. L'ottica di correzione richiesta viene inserita in un tubetto, assieme al laser, e costituisce la cosiddetta penna di collimazione.

L.J. Van Ruyven - Philips S.p.A.

Per incidere in un disco un'informazione digitale si utilizza attualmente un'intensa sorgente di luce laser ad impulsi di durata variabile. L'informazione digitale così prodotta è a forma di minuscole fessure (pozzi), di lunghezza variabile, disposte sulla superficie del disco in forma di una spirale che inizia dal centro e termina alla periferia del disco (fase di scrittura).

Per recuperare questa informazione viene utilizzata ancora una sorgente di luce laser (in questo caso non modulata) che viene diretta sulla spirale dei pozzi. L'interferenza tra il raggio incidente e quello riflesso produrrà una variazione di intensità della luce laser dalla quale si potrà ricavare l'informazione digitale impressa nel disco (fase di lettura).

Per questa operazione di scrittura e di lettura viene usata come sorgente di luce laser, quella *a semiconduttore*, la quale presenta notevoli vantaggi nei confronti dei laser a gas neon-elio. Il laser a semiconduttore ha infatti un rendimento più elevato e richiede una tensione di alimentazione di pochi volt (si pensi ai 1500 V che occorrono ai laser all'elio-neon); non presenta problemi quando occorre modulare la sua luce, specialmente quando la modulazione è a forma di impulsi. Anche la potenza d'uscita è relativamente elevata (intorno ai 50 mW).

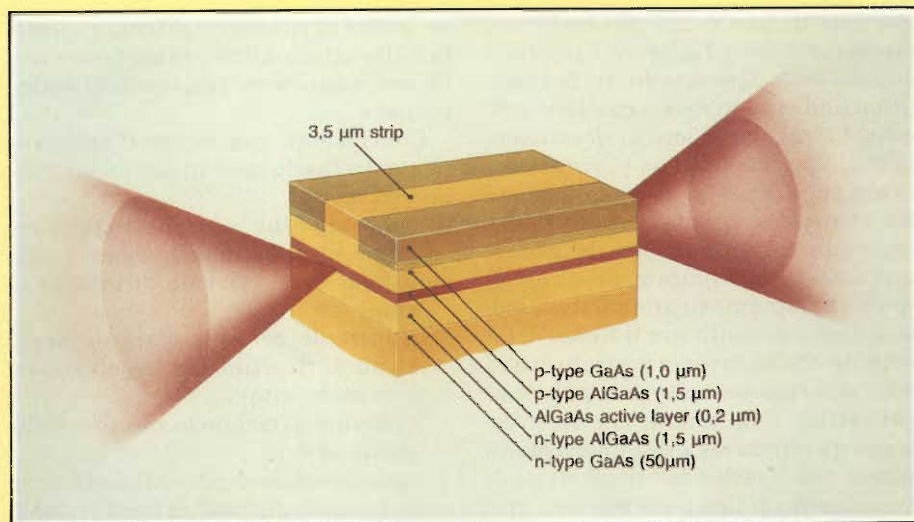



Fig. 1 - Laser a semiconduttore CQL10 Philips in sezione. Si notino lo strato attivo (in rosso), dal quale fuoriesce dai lati opposti il raggio laser, racchiuso tra due strati di rivestimento rispettivamente di tipo p e di tipo n. Per far si che la corrente che attraversa lo strato attivo rimanga entro una regione ben definita, la zona di conduzione degli strati p viene confinata, grazie ad un impianto di protoni, entro una regione (strip) molto stretta degli strati p.

In altra parte di questa rivista viene presentato un laser a semiconduttore il *CQL10* (Philips), la cui fortuna è dovuta al fatto di essere utilizzato come *laser di lettura* nel "Compact disc", l'ultimo traguardo nel settore delle riproduzioni Hi-Fi audio.

Il CQL10 *(figura 1)* è un laser a semiconduttore a più giunzioni i cui materiali-base sono l'alluminio (Al), il gallio (Ga) e l'arsenico (As). Nell'articolo citato si dice che questo laser, come del resto tutti i laser a semiconduttore, ha l'inconveniente di produrre un fascio di luce molto *divergente* e di conseguenza, richiede sistemi ottici tendenti a limitare detta divergenza (sistemi collimatori). La realizzazione pratica di questi sistemi di collimazione da parte di chi vuole utilizzare un laser a semiconduttore è particolarmente complessa e laboriosa nella sua messa a punto. Per rendere pertanto più immediato l'impiego di questi laser è stata introdotta dalla Philips-Elcoma la cosidetta *penna-collimatore*, nella quale si trovano opportunamente sistemati sia la sorgente di luce laser sia l'ottica per la collimazione del fascio di luce emesso.

Qui di seguito descriveremo brevemente questo nuovo componente.

Le caratteristiche del laser

Il fascetto di luce-laser emesso dal CQL10 è, come già detto estremamente divergente; la sezione parallela di questo "cono" di luce che ha il suo apice in corrispondenza dello strato attivo del laser non è un cerchio ma un'ellisse *(figura 1)*. Il fascio presenta quindi un certo astigmatismo.

Il centro virtuale da cui dipartono i raggi che giacciono lungo l'asse mino-

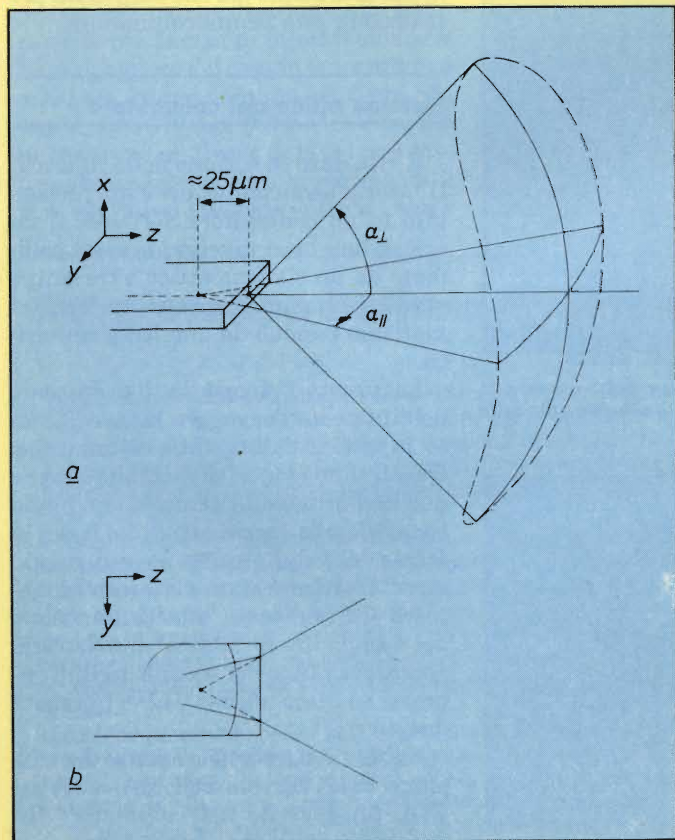



Fig. 2 - Il fascio laser in uscita dallo strato intermedio è fortemente astigmatico (ellisse). I raggi che giacciono lungo l'asse minore dell'ellisse partono da un centro virtuale situato all'interno dello strato attivo.

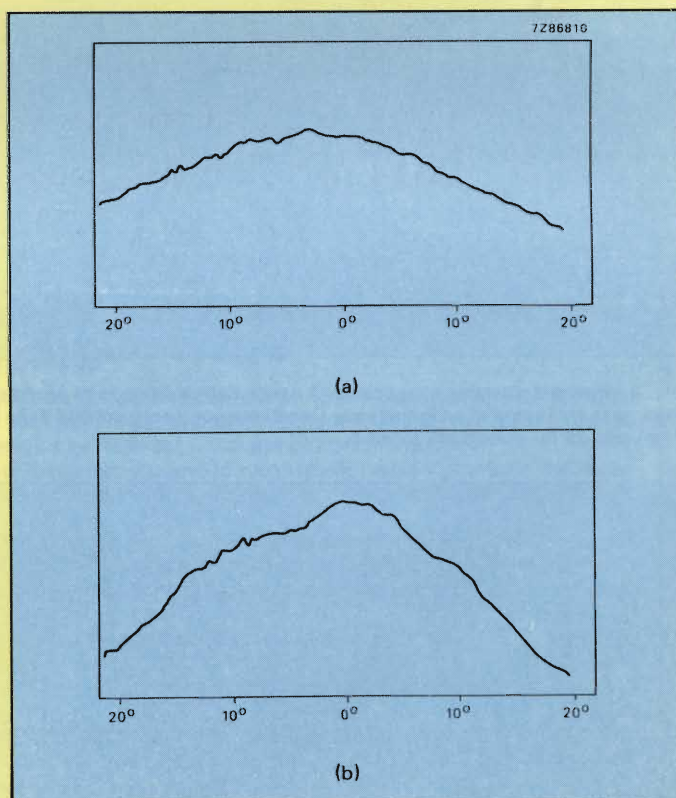



Fig. 3 - Andamento dell'intensità del raggio laser in uscita dal chip lungo gli assi ortogonali di un piano che taglia il fascio laser. Il piano è parallelo alla superficie attiva del chip: (a) = andamento lungo l'asse perpendicolare al piano dello strato attivo, (b) = andamento lungo l'asse parallelo al piano dello strato attivo.

re dell'ellisse si trova infatti all'interno del blocchetto del laser *(figura 2)*, distante circa 20 ... 30 μm della faccia attiva del CQL10, (finestra di emissione).

Un laser con le caratteristiche migliorate

Abbiamo visto che il fascio di luce emesso da un laser a semiconduttore è divergente e astigmatico. Per poter leggere l'informazione digitale presente in un disco occorre che questo fascio venga focalizzato sulla superficie del disco. A ciò provvede il sistema ottico di collimazione. È ovvio però che se si riesce a ridurre la divergenza e l'astigmatismo già a livello del laser a semiconduttore, il lavoro del collimatore risulterà semplificato. Ci si è dunque sforzati di rendere più circolare possibile la sezione del cono di luce emessa dal laser. Ciò vuol dire che gli angoli dei piani rispettivamente parallelo e normale alla faccia attiva del CQL10 dovranno essere uguali. In un laser a guadagno guidato come lo è appunto il tipo CQL10 non è difficile realizzare queste condizioni. La *figura 1* riporta il chip del laser. Qui si vede che lo *strato attivo* (indicato in rosso) risulta inserito tra 4 strati, cosiddetti di *rivestimento*, 2 di tipo n e 2 di tipo p, rispettivamente. Inoltre per far si che la corrente che attraversa lo strato attivo risulti contenuto entro limiti ben definiti, si provvede ad effettuare negli strati di tipo p un impianto di protoni il cui scopo è quello di confinare il flusso della corrente che attraversa lo strato attivo entro una regione molto stretta (la cosidetta strip). È la corrente che attraversa questa stretta regione e quella molto ridotta che "trasborda" negli strati di rivestimento di tipo p che regola il grado di astigmatismo del fascio laser che esce dal chip.

Il grado di astigmatismo dipende dallo spessore dello strato attivo, e ciò per il fatto che lo spessore di quest'ultimo è piccolo (circa 0,2 μm) rispetto alla lunghezza d'onda della luce laser emessa (0,82 μm), e di conseguenza, una parte di luce-laser passerà attraverso gli strati di rivestimento, i quali avendo un indice di rifrazione inferiore a quello dello strato attivo, tenderanno anch'essi a produrre una quota di astigmatismo.

Conclusione: per ridurre l'astigmatismo del fascio laser in uscita dal chip occorrerà:

— calibrare bene la larghezza della regione entro la quale avviene il passaggio della corrente attraverso il chip;
— ridurre le correnti disperse negli strati di rivestimento (regolando la loro resistività);
— calibrare al meglio lo spessore dello strato attivo.

Attuati questi accorgimenti costruttivi nella prima "edizione" di laser (e cioè il CQL10), si è riusciti ad ottenere una nuova "edizione" (il CQL10A) nella quale il fenomeno dell'astigmatismo è ridotto al minimo, e di conseguenza un piano immaginario parallelo alla faccia attiva del chip taglierà il fascio laser secondo una sezione pressochè *circolare* e non ellittica.

Nella *figura 3* si può vedere la ripartizione dell'intensità del raggio laser secondo i due assi ortogonali passanti per il centro della sezione circolare suddetta. Tali intensità non sono perfettamente uguali lungo i due assi ortogonali, ma comunque più che sufficienti per realizzare una penna-collimatore.

Fig. 4 - Penna-collimatrice in sezione. A causa delle tolleranze di produzione vi potrà essere una differenza tra i valori di astigmatismo. Questi vengono però corretti dalla lente cilindrica di uscita che varia da un esemplare all'altro.

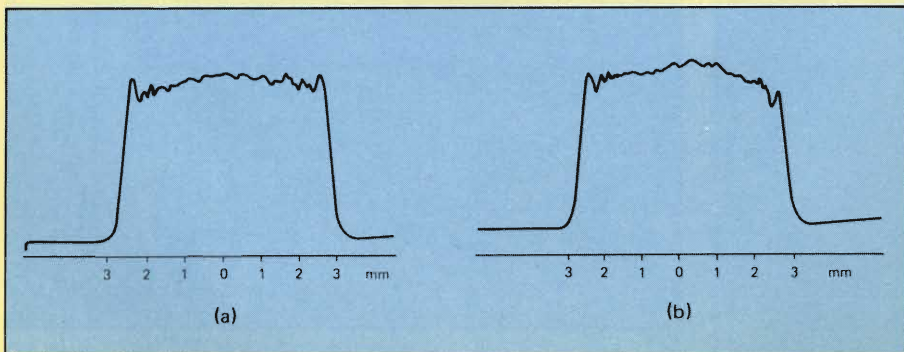



Fig. 5 - Andamento dell'intensità del raggio laser in uscita dalla penna collimatrice (a) = lungo l'asse perpendicolare allo strato attivo. (b) = lungo l'asse parallelo allo strato attivo. Queste misure sono state effettuate sullo stesso laser sul quale sono state fatte le misure riportate in fig. 3.

Sistema ottico del collimatore

È riportato in sezione nella *figura 4*. Il laser a semiconduttore è qui presentato in un contenitore SOT-148. Il fascio di luce laser divergente viene collimato da un sistema ottico a tre lenti e successivamente corretto nell'astigmatismo residuo da una lente cilindrica.

La *figura 5* riporta la distribuzione dell'intensità del raggio laser *collimato* in uscita dalla penna-collimatrice. Questi sono i valori di intensità lungo i due assi ortogonali giacenti i un piano parallelo alla faccia attiva del laser, la faccia cioè dalla quale esce il raggio laser. L'ottica è stata calibrata in maniera da realizzare una collimazione del raggio laser adatta alla lettura-/scrittura ottica dei segnali digitali impressi su disco (dischi VLP e Compact disc).

La *figura 6* riporta lo spettro di emissione, in (a) del solo CQL10A, in (b) del CQL10A inserito nel collimatore. In questo secondo caso, si nota uno spostamento di tutto lo spettro verso lunghezze d'onda più lunghe. Questo spostamento del picco dello spettro è dovu-

Fig. 6 - Andamento dello spettro del fascio laser emesso dal CQL10A.
(a) = del CQL10A da solo. (b) = del CQL10A inserito nella penna collimatrice.

to a fenomeni di interferenza prodotti da riflessioni che hanno luogo sulle superfici delle lenti.

Attualmente esistono tre versioni di penne-collimatrici destinate alla lettura delle informazioni digitali su disco: in una, il picco del raggio laser si trova a 790 nm, in una seconda a 820 nm, e in una terza a 870 nm. Tutte e tre le versioni emettono un flusso di luce laser continuativo con potenza massima di 2 mW e possono lavorare entro il campo delle temperature compreso tra 10° e 60 °C. In condizioni di massima emissione, le tre versioni hanno una vita media superiore alle 2000 ore.

Laser ad impulsi per impieghi di scrittura

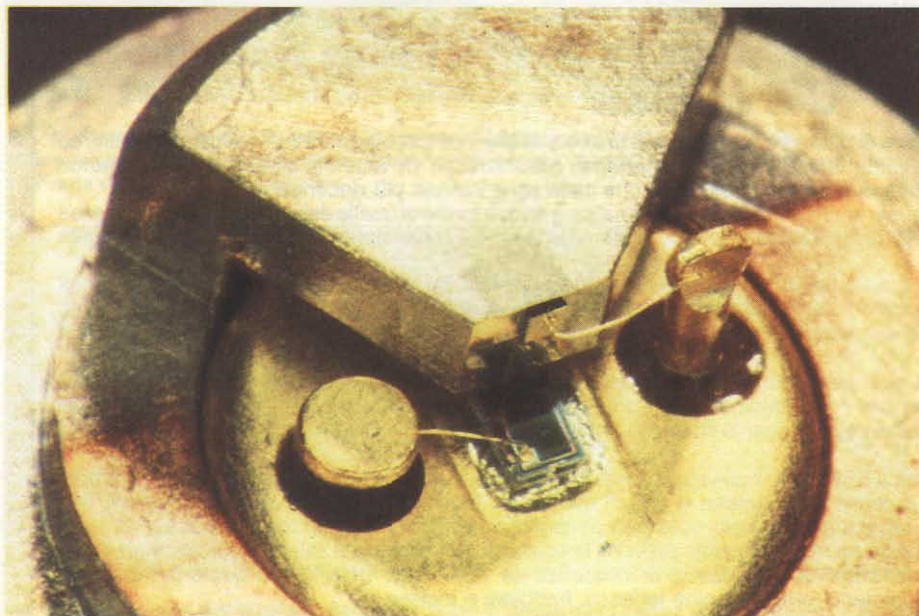
Le applicazioni nelle quali il laser viene utilizzato per *scrivere* le informazioni digitali, richiedono una potenza-laser superiore a quella del laser a fascio costante, utilizzato per impieghi di lettura. Per queste applicazioni sono previste due versioni di penna-collimatrice, munite di laser ad impulsi di potenza. Questi dispositivi danno in corrispondenza della larghezza d'onda di 820 nm e 850 nm, una potenza di picco di 20 mW (a 60 °C e con un ciclo di utilizzazione del 10%). La durata di vita, in funzionamento al massimo picco di potenza, supera le 1000 ore. ■

Un prototipo italiano di antenna TV per ricevere programmi dai satelliti

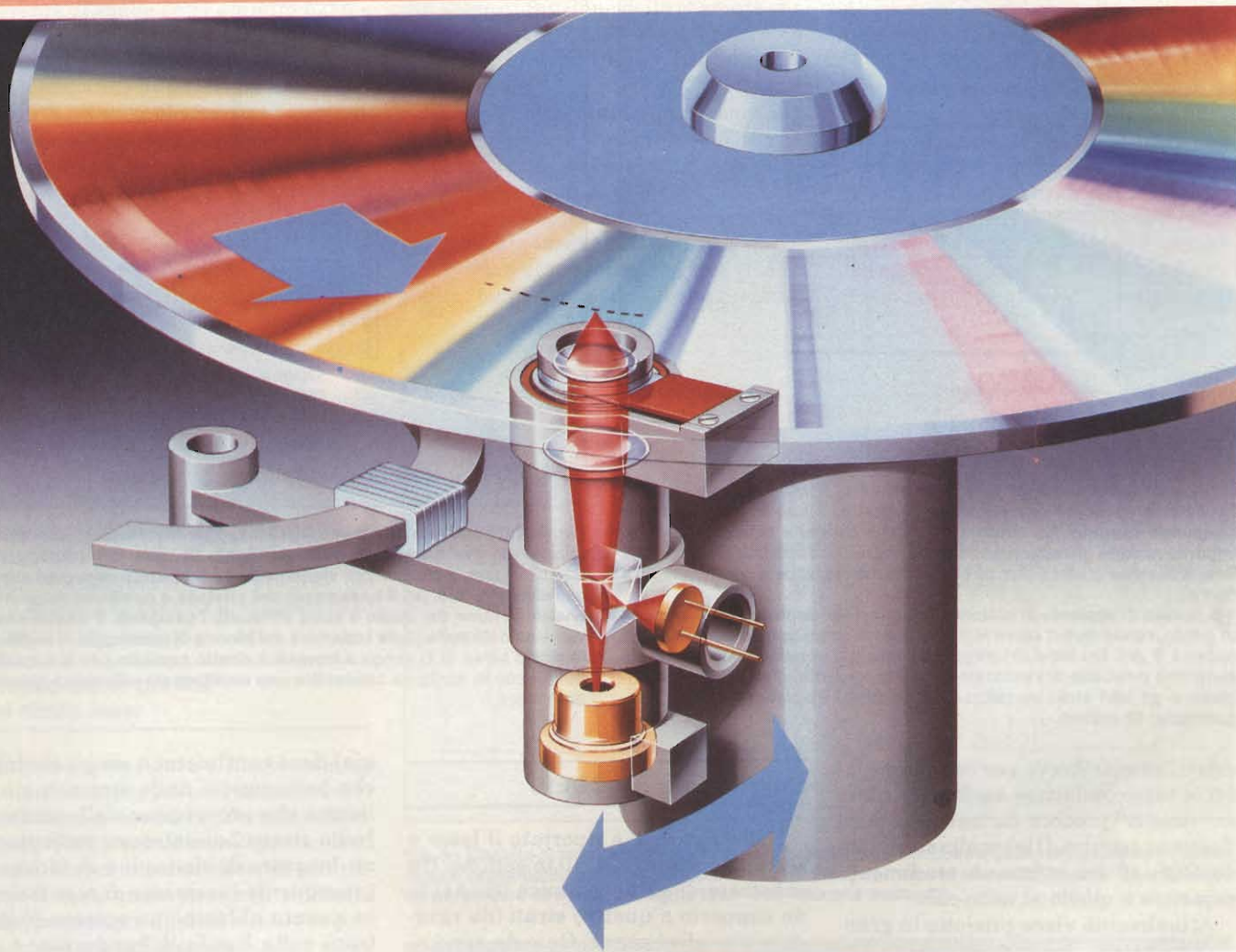
Un'antenna parabolica di meno di un metro di diametro consentirà di ricevere direttamente programmi televisivi di alta qualità su tutto il territorio nazionale e, in buona parte di esso, anche emissioni di paesi limitrofi. Un'antenna leggermente più grande potrà permettere comunque la ricezione di programmi estesi anche nelle zone italiane più decentrate.
Queste e altre applicazioni, dallo sviluppo di nuovi servizi televisivi e di telematica a nuove forme di quelle esistenti, saranno permesse dalla diffusione delle tecniche di trasmissione diretta via satellite che promettono una rapida espansione a partire dalla seconda metà degli anni '80.
All'avanguardia in campo internazionale in quest'area di attività è il gruppo Face, che ha presentato un prototipo di antenna parabolica come primo risultato di un progetto avviato all'inizio degli anni '80. Consociata della ITT, la Face ha progettato e sviluppato il prototipo nei propri laboratori di Pomezia e, secondo i responsabili del progetto, è prevedibile in futuro una produzione su vasta scala con mercati a livello almeno europeo.
Se oggi la trasmissione via satellite - al di là dell'area pubblica delle telecomunicazioni e della televisione - ha un carattere esclusivamente professionale, (si pensi alle reti dati e TLC dedicate di grandi imprese o ad ambienti particolari come la Difesa), stime ricorrenti lasciano intravedere un consistente mercato che per la fine degli anni '80 potrà essere di diverse decine di milioni di unità in Europa.
Il prototipo presentato dalla Face Teleinformatica è orientato nella sua concezione alla riduzione dei costi di produzione in confronto con i ricevitori professionali che impiegano antenne del diametro di alcuni metri e il cui costo è di diverse migliaia di dollari. Tale obiettivo, secondo i progettisti, potrà essere raggiunto operando sulla componentistica elettronica e la parte circuitale.
L'antenna da 90 cm che il laboratorio di Pomezia ha messo a punto prevede la ricezione dei segnali da satelliti geostazionari di alta potenza (tale da consentire ridotti diametri dell'antenna) nella fascia di frequenza da 11,9 a 12,5 GHz. In tale fascia di frequenza opereranno tutti i satelliti ad alta potenza attualmente previsti e cioè tedesco, francese e inglese.

LASER ALLO STATO SOLIDO PER LA LETTURA DI INFORMAZIONI DIGITALI

Questo laser a semiconduttori è formato da tre strati drogati in proporzioni differenti. Lo strato centrale (strato attivo) produce un raggio di luce laser divergente sulla lunghezza d'onda di 780 nm. La temperatura di lavoro può arrivare fino a 60 °C. Questo laser è stato studiato per sistemi di lettura ottica delle informazioni digitali. È più piccolo e più efficiente dei convenzionali laser al neon-elio e può essere alimentato con soli 2 o 3 V.

M. Van der Laak e J.K. Schrama

Cristallo del laser a semiconduttore CQL10 visto al microscopio. Le dimensioni del cristallo sono 250 x 300 x 80 μm.

Nei dischi attualmente utilizzati nel settore dell'elaborazione dei dati e nel settore audio, l'informazione impressa è in forma digitale e viene incisa nel disco sotto forma di una fila di "pozzi" più o meno lunghi disposti lungo una linea a spirale che inizia dal centro del disco e termina alla periferia. La lettura di questa particolare informazione digitale è effettuata da un sistema di scansione ottico che invia un raggio di luce su questo particolare solco del disco mentre questo ruota. Le variazioni della intensità della luce riflessa, prodotte per interferenza tra raggio incidente e raggio riflesso, vengono dirette verso un fotodiodo che provvederà a trasformarle in corrispondenti segnali elettrici (*figura 1*).

L'elevata densità d'informazione di cui questo particolare sistema di registrazione è capace, viene sfruttata per la registrazione di informazioni video e

audio (sistema VLP e Compact Disc) ed in genere in tutti i sistemi di registrazione e di memorizzazione nei settori più svariati di elaborazione dei dati (EDP).

Nei suddetti sistemi, per avere un rapporto segnale/disturbo accettabile, la sorgente luminosa dovrà avere una intensità di radiazione di circa 2500 W/(steradiante cm^2). Soltanto una sorgente di luce laser può soddisfare questa esigenza. Fino a non molto tempo fa, questi sistemi di registrazione utilizzavano come sorgente di luce, laser all'elio-neon. Questo tipo di laser è però abbastanza ingombrante in quanto è lungo circa 20 cm, e richiede inoltre una tensione di alimentazione di circa 1500 V.

In questo articolo verrà illustrato un laser a semiconduttore.

Questo infatti è realizzato con i materiali semiconduttori come gallio (Ga), alluminio (Al) e arsenico (As). La sua sigla commerciale è CQL 10 (*Philips*). È lungo circa 1 cm e richiede una tensione di alimentazione di appena 2 ... 3 V. Produce un raggio di luce coerente la cui lunghezza d'onda (780 nm) rimane costante anche a temperature ambientali di 60 °C. Quest'ultima è una caratteristica molto importante per il sistema audio digitale Compact Disc.

La lunghezza del raggio coerente è

disco
specchio
fotodiodo
7Z89112
Laser

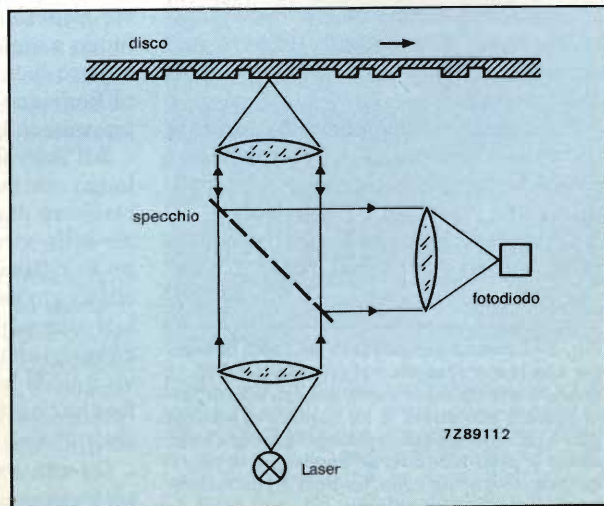



Fig. 1 - Sistema di lettura ottica dell'informazione digitale presente in un disco VLP o Compact Disc. L'informazione digitale viene incisa nel solco del disco sottoforma di "pozzi" più o meno lunghi.

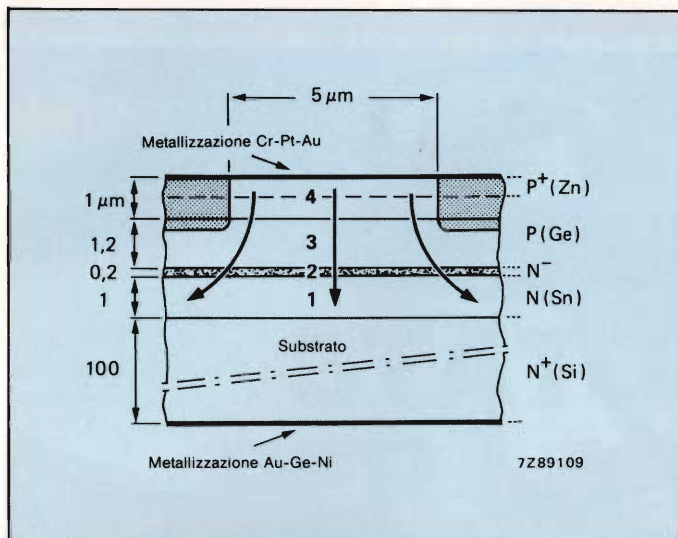



Fig. 2 - Cristallo del laser CQL10 in sezione. A sinistra della figura è indicato lo spessore dei vari strati; a destra, il tipo di conduzione e l'elemento drogato. Lo strato 2 non viene drogato: ciònonostante, le impurità residue gli conferiranno una debole conducibilità di tipo n. Una forte diffusione di zinco (Zn) dà allo strato 4 una spiccata conducibilità di tipo p.
Il processo di impianto di protoni effettuato negli strati superiori, indicati in grigio, rende quest'ultimi isolanti, fa eccezione una finestrella lunga appena 5 μm. Un forte drogaggio attuato nel substrato e nello strato superiore permette di realizzare un perfetto contatto elettrico fra il cristallo e gli altri strati metallizzati (Cr-cromo; Pt-platino; Au-oro; Ge-germanio; Ni-nichel).

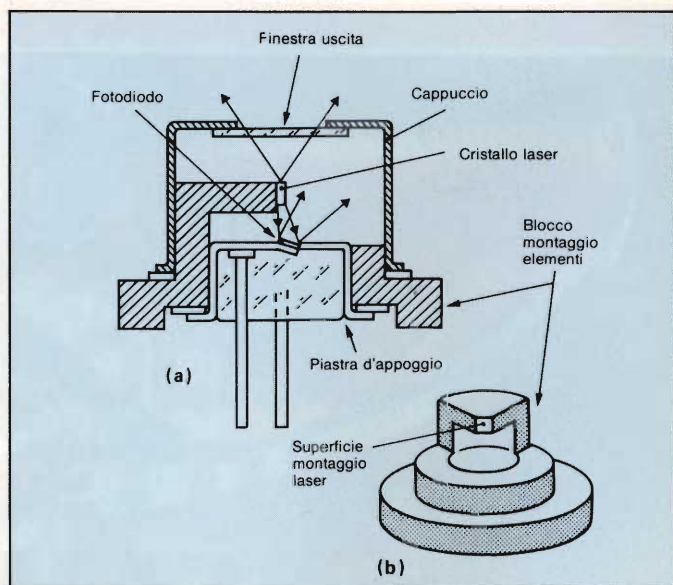
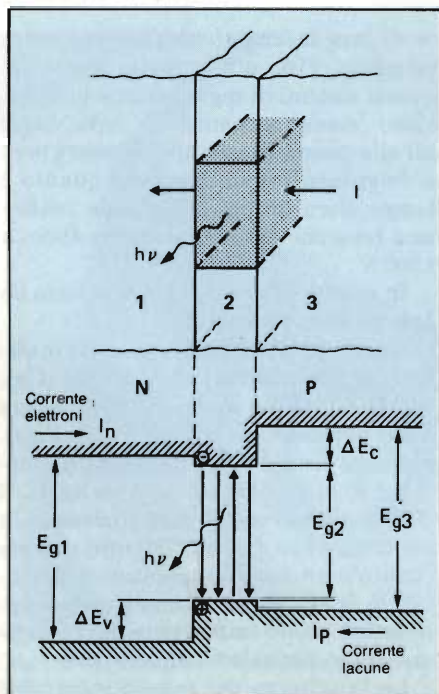



Fig. 4 - (a) Spaccato del laser CQL10. Il raggio-laser lascia il contenitore attraverso una finestra di vetro praticata in alto. Per proteggere il cristallo-laser, il contenitore viene riempito con azoto secco ed ermeticamente sigillato. (b) Il basamento del cristallo è costituito da un blocchetto di rame dal quale è stato eliminato l'ossigeno. Il cristallo-laser viene saldato sulla parte superiore del blocco di montaggio in modo che lo strato attivo (il 2) venga a trovarsi a diretto contatto con la superficie del blocco in modo da consentire uno smaltimento più rapido possibile del calore.

relativamente breve per cui questo laser a semiconduttore sarà insensibile ai "rumori" prodotti da fenomeni di riflessione esterna. Il laser allo stato solido CQL 10 ha infine un rendimento superiore a quello al neon-elio.

Attualmente viene prodotto in grandi serie in quanto, come già detto, è la sorgente di luce laser standard utilizzata negli attuali sistemi di riproduzione audio Compact Disc.

L'effetto laser nel CQL10

Nella *figura 2* è riportato il laser a semiconduttore CQL 10 in sezione. Un substrato di gallio-arsenico (GaAs) fa da supporto a quattro strati (da ricordare che gli elementi Ga e As sono rispettivamente trivalente il primo e pentavalente il secondo). Lo strato 4 è formato da gallio e arsenico puri, negli altri 3 strati (1, 2 e 3), il gallio viene sostituito in parte da alluminio (Al), anch'esso trivalente: e precisamente nella misura del 46% negli strati 1 e 3, e del 16% nello strato 2 che è lo strato attivo, quello cioè che produce luce laser. Queste percentuali di alluminio introdotte in ciascuno dei suddetti strati (operazione di drogaggio) determineranno i *salti di energia* (energy gap) di ciascun strato.

Facendo circolare una data corrente (I) in direzione indicata dalla freccia, i livelli di energia assumeranno la configurazione riportata in *figura 3*.

Qui osserviamo che lo strato 2 diventa in pratica un "pozzo" (pozzo di energia) dove confluiscono sia gli elettroni che provengono dallo strato 1, sia le lacune che provengono dallo strato 3. Nello strato 2 assisteremo pertanto ad un incontro di elettroni e di lacune, e conseguente *inversione di popolazione* in quanto abbiamo un eccesso di elettroni nella banda di conduzione e un eccesso di cavità nella banda di valenza. (Il concetto "inversione di popolazione" è illustrato più in dettaglio nell'articolo *"Principio di funzionamento del laser"*, trattato in altra parte di questa rivista n.d.r.).

Fig. 3 - Schema semplificato dei livelli di energia che si stabiliscono nel cristallo del CQL10 quando una corrente molto intensa scorre dallo strato 3 allo strato 1. Le barriere di energia ΔE_v e ΔE_c intrappolano elettroni e lacune nello strato 2, producendovi un'inversione di popolazione che, a sua volta, tenderà ad incrementare l'emissione stimolata.

Fotoni di particolare frequenza ν ($h\nu = E_{g2}$, figura 3) potranno stimolare all'interno dello strato 2 la ricombinazione degli elettroni con le lacune. Queste *ricombinazioni-stimolate* daranno luogo a emissione di fotoni questa volta però *coerenti*, ed in definitiva all'amplificazione di un'onda di luce che attraverserà lo strato stesso.

All'interno dello strato 2 avrà inoltre luogo un fenomeno di riflessione che cercherà di trattenere i fotoni all'interno dello strato stesso. Questo fenomeno di riflessione è causato dai piani di clivaggio del cristallo sistemati ai due lati opposti del medesimo i quali si comportano come specchi: in definitiva quindi lo strato 2 a causa di questo feedback ottico si comporterà come un risonatore.

Questa *emissione stimolata* aumenterà via via che aumenterà la corrente

I. Superato un certo valore di corrente (corrente di soglia I_{th}), l'amplificazione diventerà abbastanza grande da superare le perdite interne e quelle che si verificano sulle pareti a specchio dello strato. A questo punto, il risonatore comincerà ad oscillare innescando in questo modo *l'azione laser*, e cioè l'emissione di un raggio di luce intensa coerente.

Al di sotto della corrente di soglia (I_{th}), l'emissione stimolata viene fortemente attenuata. Gli elettroni e le lacune saranno però in grado di ricombinarsi ancora *spontaneamente* emettendo però solo fotoni incoerenti, e il dispositivo si comporterà allora come un semplice LED.

Per essere sicuri che all'interno dello strato 2 scorra un ben definito valore di corrente, si provvede ad impiantare negli strati 3 e 4, dei protoni come indicato in figura 2, i quali fanno sì che la zona conduttrice vera e propria del chip assuma in pratica uno spessore di appena 5 μm.

Realizzazione pratica del diodo laser

È indicata in *figura 4*. Un blocchetto di rame fa da supporto al cristallo laser e nello stesso tempo funziona da dissipatore di calore. Due incavi praticati su questo supporto consentono di posizionare il laser nella maniera richiesta dalla particolare applicazione. Per proteggere il cristallo, si provvede a riempire il contenitore con azoto secco.

Le superfici del cristallo vengono ricoperte con un sottile strato di oro allo scopo di impedire una loro eventuale ossidazione.

Alla stabilizzazione della potenza ottica del laser provvede una rete di reazione (*figura 5*) comprendente un fotodiodo. Il fotodiodo è disposto dalla parte opposta della finestra da cui fuoriesce il raggio laser (figura 4), ed è leggermente inclinato rispetto all'asse ottico del raggio laser di uscita; ciò allo scopo di impedire che una eventuale luce riflessa possa compromettere il funzionamento del laser.

Il laser CQL10 in funzione

Il raggio del laser CQL10 ha una lunghezza d'onda di 780 nm, la quale è leggermente più lunga di quella del laser al neon-elio (630 nm) utilizzato per la scansione dei dischi VLP. Ciononostante, il laser CQL10, può essere impiegato senza problemi nella lettura di qualsiasi disco digitale.

La *figura 6* riporta alcune curve che indicano come varia l'intensità del raggio laser in funzione della corrente che attravera il CQL10; il parametro in questo caso sono i differenti valori di temperatura.

Si nota immediatamente come per ciascun valore di temperatura, una volta oltrepassata la corrente di soglia I_{th} (in corrispondenza della quale, come abbiamo visto, il laser inizia ad oscillare), il raggio-laser aumenti rapidamente di intensità. Dalle curve si ricava inoltre come l'innesco del raggio-laser dipenda marcatamente dal valore della temperatura del cristallo: infatti, un aumento di temperatura di 30 K richiede un corrispondente aumento del 30% del valore di corrente (I_{th}) necessaria all'innesco del raggio-laser. Si comprende allora come sia estremamente importante mantenere il cristallo, o almeno la sua parte attiva (strato 2), più fredda possibile; diversamente il laser, potrebbe entrare in un ciclo termico distruttivo (il noto thermal runaway) che causerebbe una forte diminuzione

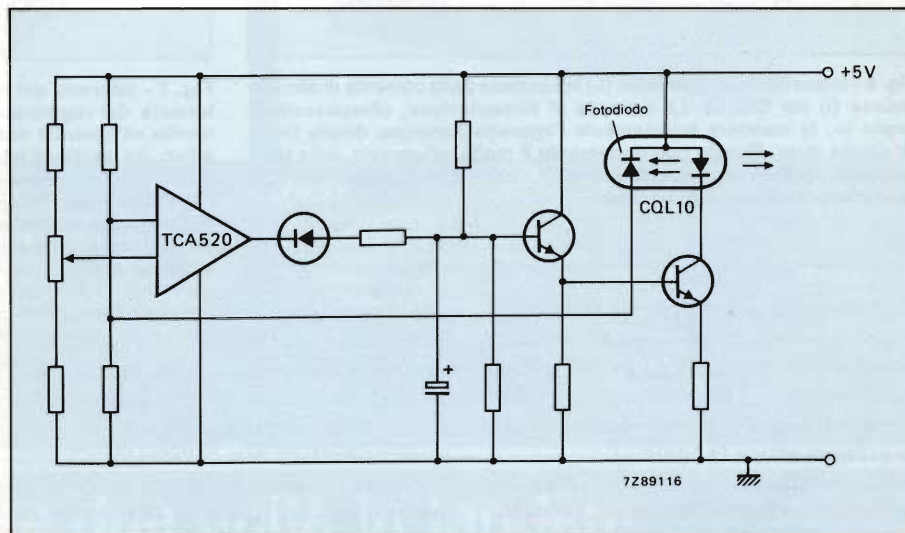
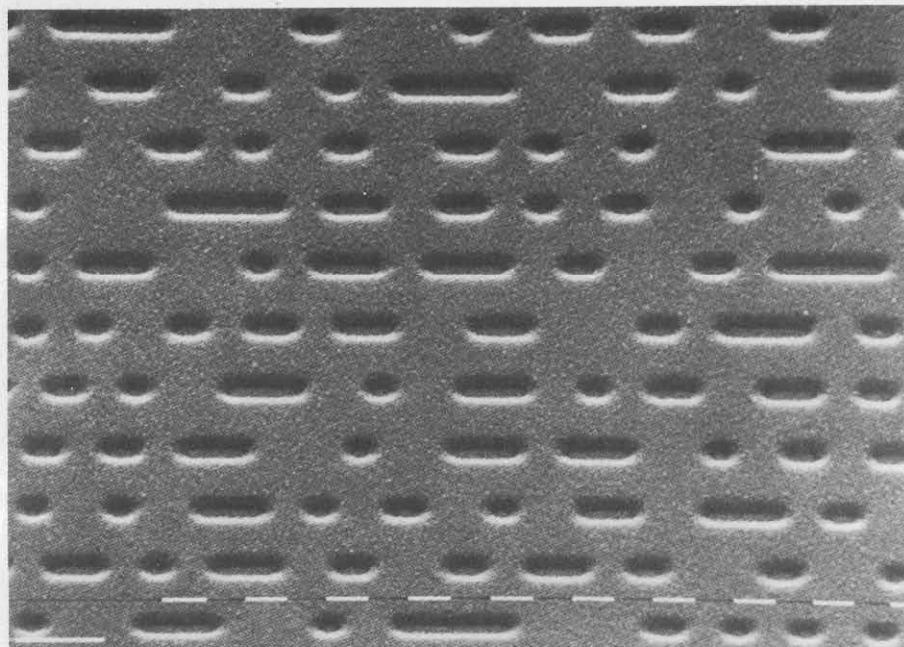



Fig. 5 - Circuito di reazione provvisto di un fotodiodo la cui funzione è quella di stabilizzare il flusso di luce proveniente dal laser. Il fotodiodo controlla la corrente di alimentazione del laser in modo da permettere di avere un raggio laser con intensità costante.

L'informazione digitale registrata sul disco del Compact Disc è costituita da una successione di incavi oblunghi, detti "pozzi" che si succedono lungo una spirale che inizia dal centro e termina alla periferia del disco. Tra una spirale e l'altra la distanza è 1,6 μm; la larghezza e la profondità dei pozzi è 0,5 e 0,12 μm rispettivamente. La lunghezza di un pozzo e la distanza intercorrente tra due pozzi successivi (land) ha un valore minimo di 0,9 e uno massimo di 3,3 μm. La scala riportata in fondo alla figura indica intervalli di 1 μm.

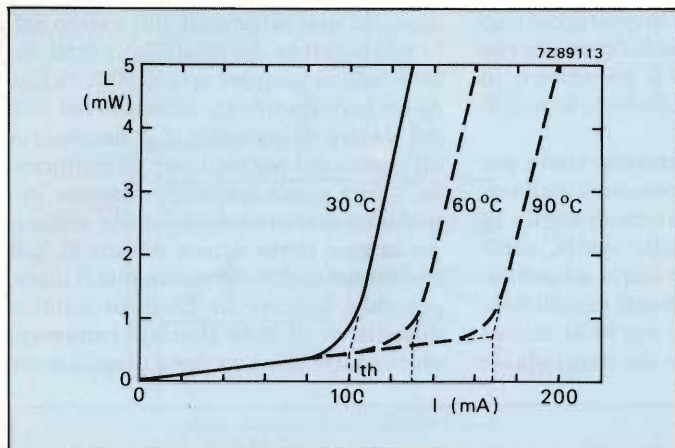



Fig. 6 - Intensità del raggio laser (L) in funzione della corrente di alimentazione (I) nel CQL10. La corrente di alimentazione, oltrepassata la soglia I_{th}, fa crescere bruscamente l'intensità luminosa dando inizio all'azione laser. Questo comportamento è molto influenzato dalla temperatura; infatti un aumento di soli 30 K richiede un aumento del 30% della corrente d'innesco del laser.

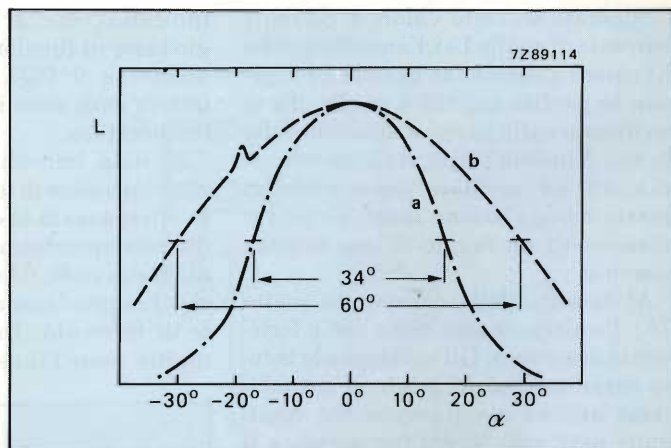



Fig. 7 - Intensità del raggio laser (L) in funzione dell'angolo α (angolo formato dal raggio-laser rispetto all'asse ottico del laser stesso); (a) riferito all'intensità assunta dalla radiazione lungo il piano dello strato attivo; (b) riferito all'intensità di radiazione lungo il piano perpendicolare al primo. Il picco che si nota in corrispondenza di —20 °C è prodotto dalla riflessione sul fotodiodo. Il raggio laser presenta divergenza e astigmatismo molto accentuati; sul piano dello strato attivo, la massima divergenza è 34°; sul piano perpendicolare ad esso, la divergenza massima è 60°.

dell'intensità del raggio e nello stesso tempo, una inutile conversione in calore della sua energia. La *figura 7* indica l'andamento del raggio laser (L) in funzione dell'angolo che esso forma rispetto all'asse ottico (angolo α).

Il laser allo stato solido CQL10 a differenza del laser all'elio-neon, possiede un raggio fortemente divergente e astigmatico.

Ciò è dovuto a fenomeni di rifrazione che hanno luogo in corrispondenza della finestra di uscita. Divergenza e astigmatismo possono comunque essere facilmente corretti mediante un sistema di lenti (vedi articolo *"Laser a semiconduttore con collimatore"*).

I laser a semiconduttore tendono a deteriorarsi col passare del tempo in quanto la corrente di soglia (o di innesco) I_{th} tende ad aumentare, ed inoltre la curva caratteristica, uscita luce-laser/corrente tende ad assumere un andamento meno ripido di quello indicato nella figura 6. La velocità di un tale deterioramento dipende in gran parte dalla temperatura a cui si fa lavorare il laser: un aumento di temperatura di 30 K, per esempio, può ridurre la vita del laser di un fattore di 15.

Si conclude quindi che riuscendo a tenere sotto controllo la temperatura di funzionamento del laser, il suo invecchiamento sarà molto lento. Così per esempio ad una temperatura ambiente di 30 °C, e con un livello di luce di 5 mW, ci si può aspettare dal CQL10 un funzionamento pressochè stabile per una durata di 10.000 ore. ■

Bibliografia

1) L. Cascianini - *Lettura a laser e decodifica nel Compact disc.* **SELEZIONE di tecniche elettroniche** N. 10/1982, pag. 30.

Hantarex monitors "un primato italiano"

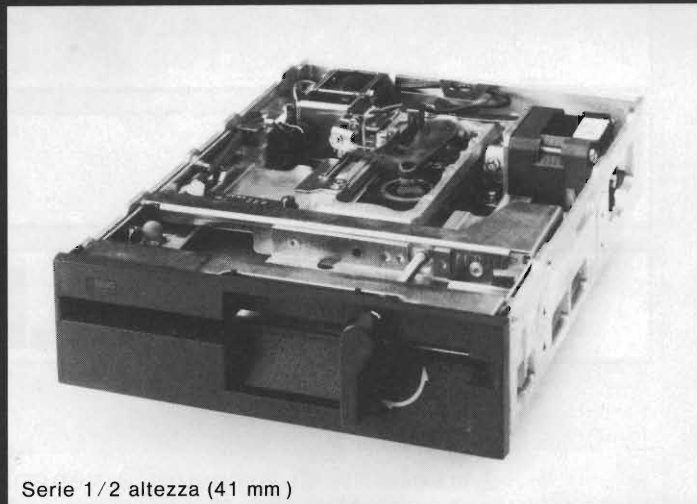
La Società Hantarex in continua e costante evoluzione nella specializzazione relativa al settore Monitors Monocromatici e Colore, consolida la sua presenza sul Mercato Europeo e mondiale potendo realizzare Monitors per ogni specifico cliente, producendoli in grandi e piccole serie in rapporto alle esigenze e per tutti i campi di applicazione, dove esista la necessità di visualizzare dati o immagini.

Fra i settori più significativi: controlli di processo; controlli numerici industriali; l'informatica; l'home e personal computer; la robotica; i sistemi di trasmissione video; i sistemi di sicurezza; la telematica; i video giochi.

Oltre a queste non indifferenti possibilità, l'Hantarex dispone di un ampio catalogo con Monitors Cabinati che trovano la loro ottimale collocazione abbinati ai più noti personal computer esistenti sul mercato, fra i quali: Apple, Commodore, IBM, Atari, Texas, Sharp, Linx, Sinclair, ecc. fornendo inoltre, nei casi ove necessiti, la relativa interfaccia.

Forte di questa sua strategia produttiva, l'Hantarex, (Società interamente Italiana nonostante il nome) ha potuto coraggiosamente espandersi, costituendo sedi dirette con uffici-laboratori e magazzini in: USA, Inghilterra, Germania, Grecia, Spagna e Giappone, esportando buona parte della sua produzione, anche in virtù della costante presenza, con propri stands e personale, a tutte le più importanti fiere e mostre mondiali di Informatica quali: Fiera di Milano; Electronic display di Londra; Electronic display di Francoforte; Compec di Bruxelles; Elektronica di Monaco di Baviera; AMOA di Chicago; Printemps informatique di Parigi; Sonimag di Barcellona.

Basso consumo grazie alla nuova tecnica LSI

Floppy Disk 3"

Serie 1/2 altezza (41 mm)

...il meglio ancora migliorato!!

FD-30 A
- ☐ Piena compatibilità con i floppy 5 1/4"
- ☐ Capacità 250 kbytes su 40 tracce e densità 100 tpi
- ☐ Registrazione FM e MFM
- ☐ Classica affidabilità TEAC
- ☐ Acquisizione su cartuccia

FD-55
- ☐ Perfetta registrazione
- ☐ Motore DC senza spazzole
- ☐ Accesso dati ad alta velocità
- ☐ Sistema di sensori a foto-diodo

FD-55 A
Singola faccia
Singola densità 48 tpi
250 kbytes

FD-55 B
Doppia faccia
Singola densità 48 tpi
500 kbytes

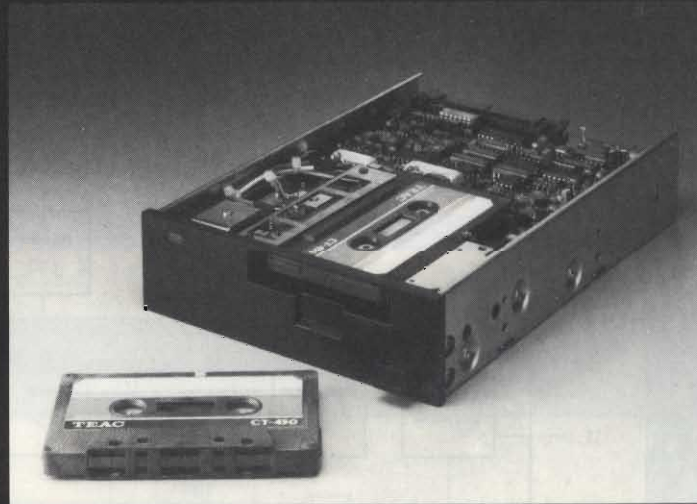
FD-55 E
Singola faccia
Doppia densità 96 tpi
500 kbytes

FD-55 F
Doppia faccia
Doppia densità 96 tpi
1 Mbytes

FD-55 G
Doppia faccia
Doppia densità 96 tpi
1,6 Mbytes
compatibile 8"

con le due unità in tandem backup completo effettuabile in un'unica fase

TEAC

SD-510
- ☐ Winchester 1/2 altezza (41 mm) 5 1/4" 10 Mbytes formattati
- ☐ Motore DC senza spazzole ad azionamento diretto
- ☐ Velocità del motore estremamente precisa e costante, assenza di vibrazioni
- ☐ 2 dischi
- ☐ 4 testine
- ☐ MTBF 10000 ore
- ☐ Tempo d'accesso traccia/ traccia 3 ms

MT-2 ST
- ☐ Sistema di backup con registratore a cassette digitali 1/2 altezza (41 mm)
- ☐ Capacità di memoria 20 Mbytes formattata
- ☐ Densità di registraz. 10000 frpi
- ☐ Registrazione GCR
- ☐ Singola traccia a serpentina (4 tracce)
- ☐ MTBF 8000 ore
- ☐ Motore DC ad azionamento diretto

A.E.S.S.E. S.p.A.
20135 MILANO/V.le Umbria, 34/36
Tel. 5464741 (8 linee ric. aut.)
Telex 312293
00142 ROMA/Via Benozzo Gozzoli, 62
Tel. 5038530/5038560

RIVELATORI A INDUZIONE ALIMENTATI DA

I rivelatori di prossimità vengono impiegati in campo industriale per la rivelazione, il conteggio e la misura degli oggetti metallici più svariati. Possono essere utilizzati anche come rivelatori di livello dei liquidi, come interruttori di limite ed anche per il posizionamento dei componenti e delle apparecchiature. Le due versioni descritte utilizzano il nuovo circuito integrato rivelatore di prossimità TCA 305 associato ad un transistore SIPMOS che funziona da interruttore.

I rivelatori di prossimità a induzione sono particolari sensori capaci di avvertire o meno la presenza di oggetti metallici che transitano nelle loro vicinanze. Essenzialmente sono costituiti da una bobinetta nella quale circola una corrente prodotta da un oscillatore solitamente realizzato sotto forma di circuito integrato. L'avvicinarsi di un oggetto metallico, e il suo "penetrare" all'interno del campo magnetico prodotto dalla corrente alternata circolante nella bobina, produrrà un'attenuazione dell'intensità del campo, e di conseguenza anche delle correnti circolanti nella bobinetta. Un rivelatore di soglia incorporato nell'integrato sarà in grado di rivelare questa variazione di ampiezza, e il segnale da esso prodotto potrà essere utilizzato per eccitare, per esempio, la bobina di un relè.

Grazie alle ridotte dimensioni, al loro funzionamento sicuro, non facilmente influenzabile dall'ambiente esterno, (urti, sollecitazioni meccaniche, temperature elevate), questi rivelatori sono da tempo impiegati in campo industriale dove vengono utilizzati, per esempio, per rivelare la presenza/assenza di un oggetto metallico, il suo conteggio, il controllo delle sue dimensioni ecc.

Molto utilizzato in campo industriale è il circuito integrato, rivelatore di prossimità, *TCA 205* (*Siemens*), la cui versione migliorata è rappresentata attualmente dal tipo *TCA 305* (*Siemens*), che richiede una corrente di funzionamento più bassa (circa 0,7 mA), e possiede tolleranze della distanza di percezione dell'oggetto metallico ancora più ridotte di quelle del TCA 205, tali da soddisfare finalmente le specifiche delle norme DIN al riguardo (DIN EN 50040).

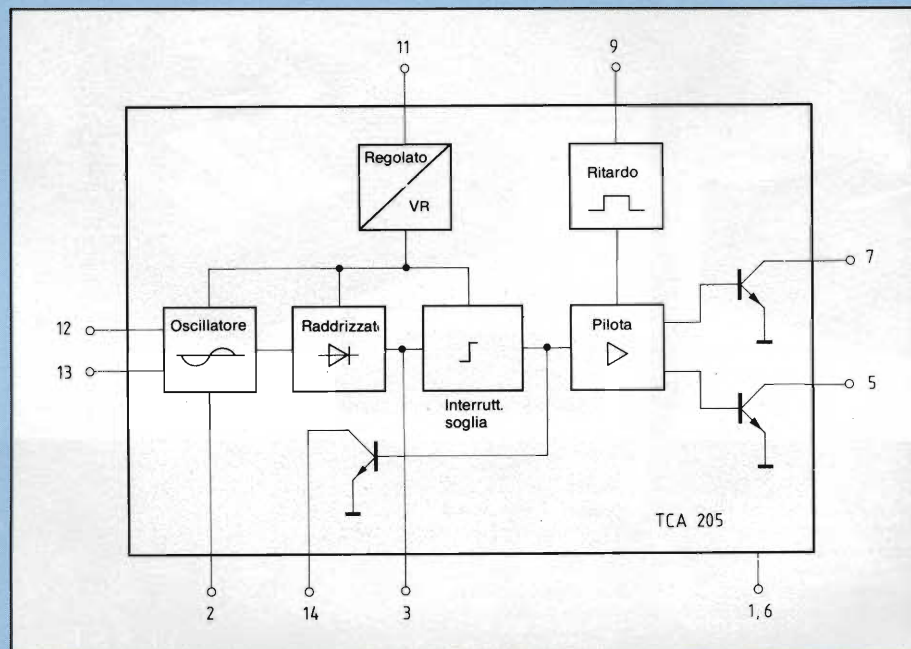



Fig. 1 - Funzioni contenute nell'integrato TCA 305. Terminali: 11 = Vs; 9 = Ritardo entrata in funzione; 7 = Uscita $\overline{Q}$; 5 = Uscita Q; 1,6 = Massa; 3 = Capacità integrazione; 14 = Isteresi; 2 = Distanza 12-13 = Oscillatore.

Principio di funzionamento

Nella *figura 1* sono riportate le funzioni contenute nell'integrato TCA 305. Si notino: l'oscillatore che invia corrente alternata nella bobina esterna, il raddrizzatore di questa alternata,

DI PROSSIMITA'

ALTERNATA

Alfred Haunstein - Siemens S.p.A.

il rivelatore di soglia e lo stadio pilota finale.

Nella *figura 2*, in alto, si vede l'oggetto metallico che si trova relativamente distante, e non può quindi influenzare il campo magnetico prodotto dalla bobinetta; in basso, il penetrare dell'oggetto metallico all'interno del campo magnetico produce un'attenuazione dell'intensità del campo, la quale, a sua volta farà "scattare" l'interruttore di soglia, e alla fine farà circolare una corrente di uscita sul terminale Q dell'integrato. Nella *figura 3*, sono riportati alcuni particolari circuitali riguardanti, l'oscillatore, il circuito che provvede a ritardare l'azione dell'integrato, la funzione del condensatore integratore, ed infine, gli stadi di uscita dell'integrato.

Questo integrato (sia nella versione DIP 14 che in quella miniatura - MIKROPAK) consente di realizzare *rivelatori di prossimità cosidetti a due fili*, in quanto attraverso questi ultimi può essere applicata al rivelatore la tensione di alimentazione (continua o alternata 220 V, 110 V, 48 V). In serie ad un terminale va inserito il carico, dopodichè il sistema è pronto a funzionare.

Il principio di funzionamento di un rivelatore di prossimità a due fili è indicato in *figura 4*. Nel circuito d'uscita, alimentato dalla tensione V_B si trova il

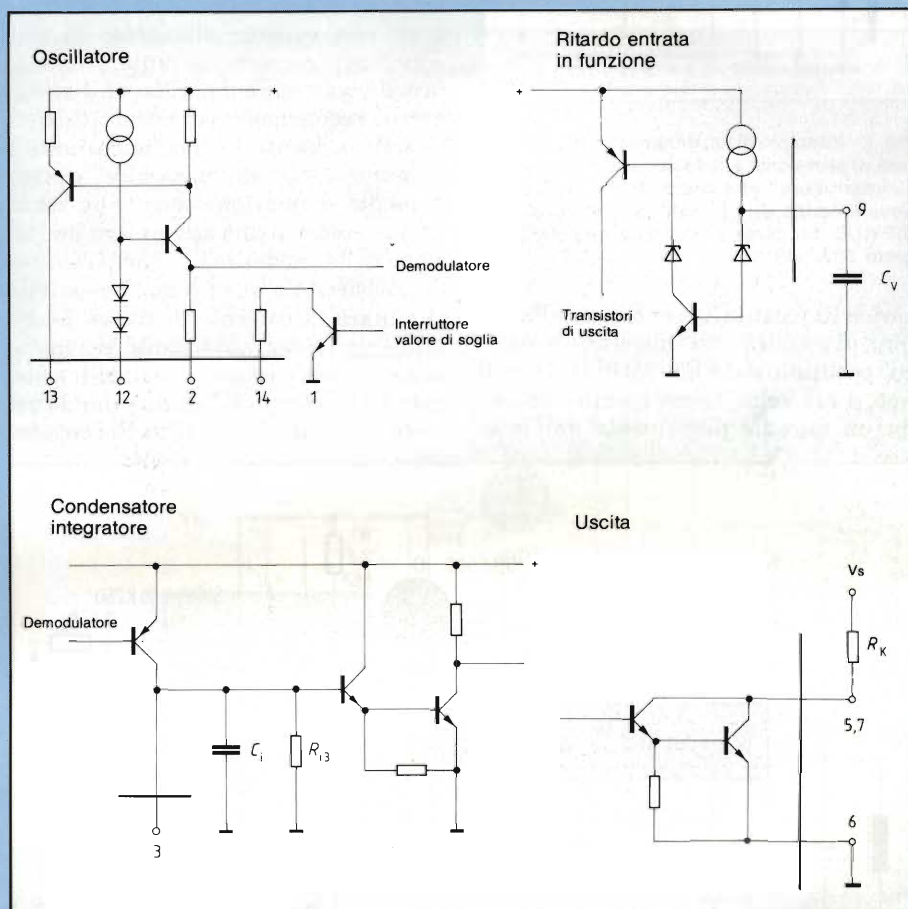



Fig. 3 - Struttura dei circuiti che presiedono alle funzioni più importanti dell'integrato.

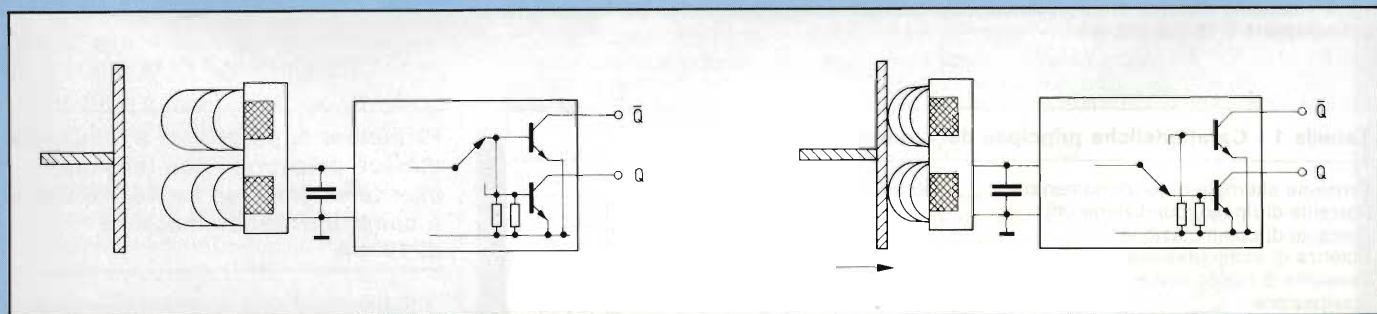



Fig. 2 - Principio di funzionamento di un rivelatore di distanza di oggetti metallici. È la perturbazione (smorzamento) del campo magnetico prodotta dall'oggetto metallico che si avvicina alla bobina che fa scattare il relè d'uscita del sistema.

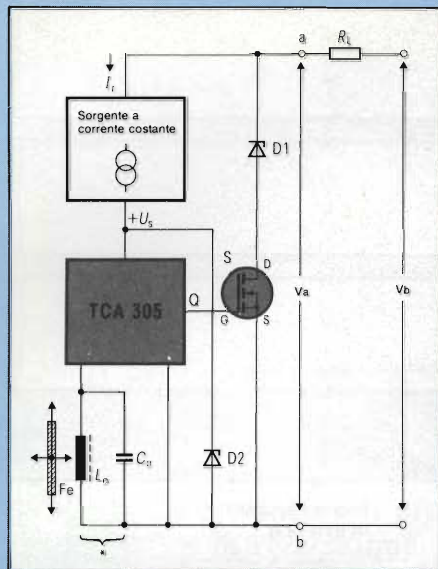



Fig. 4 - Principio di funzionamento di un rivelatore di prossimità a induzione, detto a due fili. L'"interruttore" che chiude il circuito dove si trova il carico (R_L) è costituito dal transistore SIPMOS (S), comandato a sua volta dall'integrato TCA 305.

carico R_L (costituito per lo più dalla bobina di un relè), e un "interruttore statico" costituito dal FET/MOS D, il quale può, a sua volta, essere aperto o chiuso da un segnale proveniente dall'integrato. L'integrato (che deve essere costantemente alimentato da una sorgente di corrente costante), viene a trovarsi in parallelo al transistore-interruttore. Una tensione per l'alimentazione della circuiteria dell'integrato, anche se di basso valore, bisogna che sia sempre disponibile anche quando il transistore-interruttore risulta chiuso (e cioè in piena conduzione). Questo valore minimo di tensione è assicurato dalla presenza dello zener D1.

Quando il transistore-interruttore viene aperto, la tensione V_a sui punti *a* e *b* tenderà ad assumere il valore della tensione di alimentazione V_b. Se l'integrato non venisse alimentato da una sorgente a corrente costante, l'aumento della tensione sui punti *a* e *b* distruggerebbe certamente l'integrato. Compito della sorgente a corrente costante è appunto quello di "assorbire" questo aumento di tensione mentre lo zener D2 provvede ad una aggiuntiva limitazione della medesima. Nei rivelatori di prossimità a due fili non è possibile eliminare la corrente di riposo I_r che alimenta l'integrato tramite la sorgente a corrente costante, quando il sistema non è in funzione, e cioè, quando nel carico non circola corrente. Si cerca comunque di ridurre questa corrente "inutile" a valori più bassi possibile. Nei circuiti che più avanti presenteremo, essa viene mantenuta ad ogni modo, al di sotto di 1 mA, e questo grazie al minor assorbimento richiesto dal TCA 305 rispetto al precedente TCA 205.

Qui di seguito vengono presentati due circuiti previsti per lavorare con un tensione di alimentazione *in alternata* con valori compresi da 48 V a 250 V. Il primo circuito lavora con una corrente di carico tanto debole (circa 10 mA), da poter essere ricavata direttamente dal terminale d'uscita del TCA 305. La corrente di carico del secondo circuito può arrivare invece, grazie alla presenza di un transistore pilota, fino al valore di 300 mA. La funzione di "interruttore" è effettuata da un transistore SIPMOS il quale funziona anche da sorgente a corrente costante.

Queste soluzioni circuitali sono di nuova concezione, e hanno lo scopo di ridurre il numero dei componenti richiesti. Fino a poco tempo fa infatti, per realizzare le due funzioni suddette (e cioè interruttore e sorgente a corrente costante) occorreva ricorrere a semiconduttori capaci di bloccare elevati valori di tensione, e tarare opportunamente la sorgente a corrente costante in modo da ridurre l'assorbimento di corrente quando il circuito non lavorava.

Qui sotto riportiamo le caratteristiche richieste dagli attuali *rivelatori elettronici di prossimità a due fili*. Queste sono:

— corrente a vuoto di basso valore (questa è la corrente assorbita quando il transistore-interruttore è aperto);
— tensione di saturazione di basso valore (questa è la tensione "perduta" ai capi del transistore-interruttore quando questo si trova in conduzione).
— minimo numero di componenti richiesti.

Vedremo che queste caratteristiche sono possedute dai due rivelatori di prossimità qui sotto descritti.

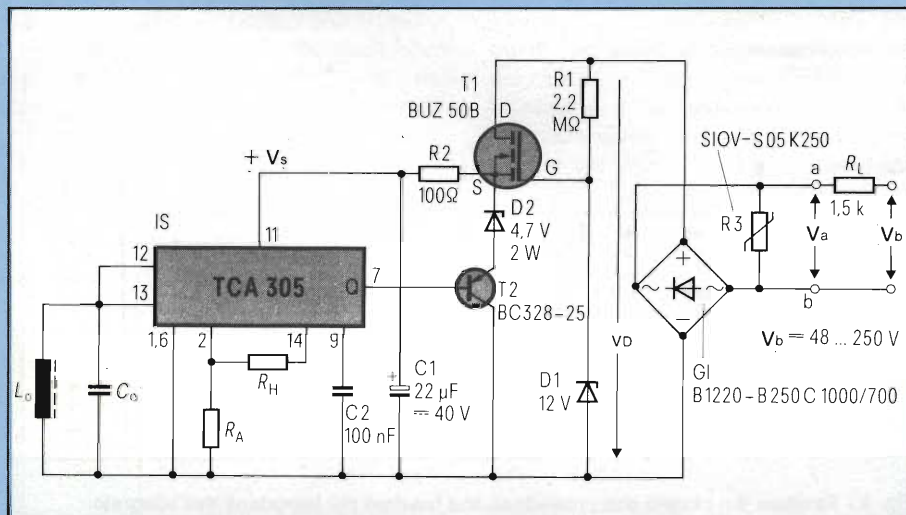



Fig. 5 - Schema elettrico di un rivelatore di prossimità a induzione, a due fili. La corrente di commutazione è 10 mA efficaci.

Tabella 1 - Caratteristiche principali del circuito di fig. 5

Tensione alternata di funzionamento	V_b -	da 48 a 250	V
Corrente di riposo (condizione off)	I_r -	0,7	mA (eff)
Corrente di commutazione	I_a -	$\leq$ 10	mA (eff)
Potenza di commutazione	P_a -	2,2	VA
Tensione di riposo tipica sui punti *a* e *b*	V_A -	10	V
Dissipazione:			
(condizione off)	$P_{V(off)}$ -	150	mW
(condizione on)	$P_{V(on)}$ -	150	mW

Rivelatore di prossimità a induzione capace di lavorare con tensioni alternate comprese tra 48 V e 250 V e correnti di carico massime di 10 mA

Il circuito di questo rivelatore è riportato in *figura 5*. La tensione alternata d'ingresso V_b può andare da 48 fino a 250 V.

Il valore più basso della tensione di lavoro, presente sui punti *a* e *b*, dipenderà esclusivamente dal minimo valore della tensione di alimentazione richiesta dall'elettronica del sistema.

Data l'ampia gamma dei valori della tensione alternata d'ingresso, è stato stabilito che la tensione di saturazione dovrà essere uguale o inferiore al 20% della più bassa tensione di lavoro del sistema. (La tensione di saturazine è la caduta di tensione tra drain e source quando il SIPMOS conduce).

Come transistore-interruttore T1 è stato scelto il SIPMOS BUZ 50B in contenitore TO-220. Questo transistore, quando conduce, possiede una resistenza tra sorgente e drain $R_{DS(on)}$ uguale o inferiore a 8 Ω, il che significa che la tensione perduta (tensione di saturazione) tra source e drain è veramente trascurabile. In questo circuito poteva essere impiegato anche un transistore avente una $V_{DS} \leq 800$ V e una $R_{DS(on)} \leq 50$ Ω.

Il varistore S10V R3, collegato tra i punti *a* e *b* serve a bloccare a 700 V (corrispondenti a picchi di corrente di 10 A) eventuali picchi di tensione presenti in rete o prodotti da carichi induttivi.

Fig. 6 - Andamento delle semionde raddrizzate V_D e della tensione di alimentazione + V_S dell'integrato TCA 305. A sinistra per la condizione "on"; a destra per la condizione "off" del transistore-interruttore del circuito di figura 5.

Funzionamento del circuito

1) *Transistore-interruttore aperto*

Questa condizione si ha quando lo stadio finale Q del TCA 305 (collettore aperto di un transistore npn) risulta bloccato o aperto.

La tensione alternata d'ingresso viene raddrizzata ad opera del ponte G1, per cui sul drain del SIPMOS avremo una tensione di picco di 350 V. Tramite il resistore in serie R1 da 2,2 MΩ si alimenta lo zener D1 per cui sul gate del SIPMOS, avremo una tensione fissa di 12 V. Sul terminale della sorgente del SIPMOS avremo invece una tensione di circa 9 V ($V_{D1} - V_{GS} = 12 - 3 = 9$ V). È questa la tensione che tramite il resistore in serie R2 da 100 Ω provvederà ad alimentare il TCA 305. L'elettrolitico C1 provvede a spianare la tensione raddrizzata del ponte.

L'assorbimento complessivo del circuito in queste condizioni (e cioè transistore-interruttore aperto) è 0,6 mA, che è la corrente richiesta dall'integrato, e da circa 0,1 mA che è la corrente circolante nel resistore in serie da 2, 2 MΩ, per cui l'assorbimento complessivo sarà 0,7 mA.

2) *Transistore-interruttore chiuso*

In questa condizione, il transistore d'uscita dell'integrato conduce fortemente e di conseguenza la sorgente del SIPMOS risulterà "collegata" a massa tramite il diodo D2 (5,6 V).

In queste condizioni avremo sul drain una tensione di circa 8,75 V.

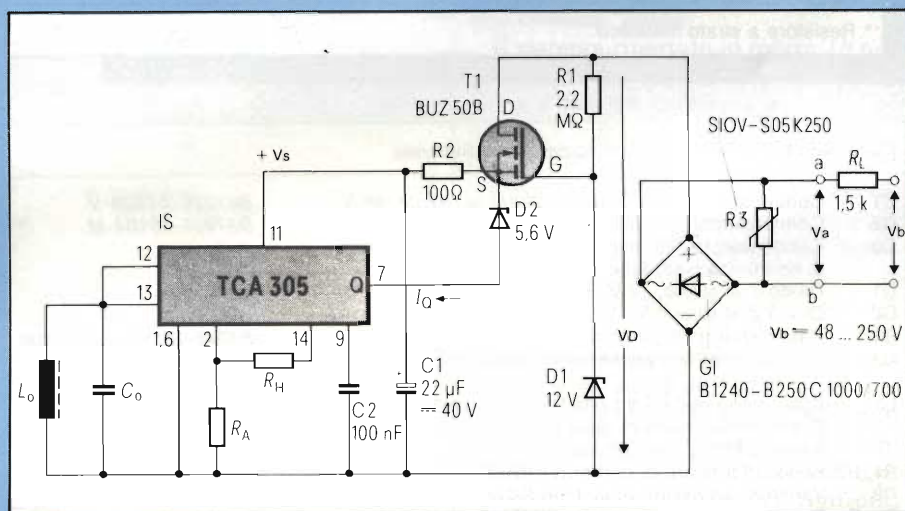



Fig. 7 - Schema elettrico di un rivelatore di prossimità induttivo a due fili che prevede una corrente di commutazione di 300 mA efficaci.

Tabella 2 - Caratteristiche principali del circuito di fig. 7

Tensione alternata di funzionamento	V_b -	da 48 a 250	V
Corrente di riposo (condizione off)	I_r -	0,7	mA (eff)
Corrente di commutazione	I_a -	≤ 300	mA (eff)
Potenza di commutazione	P_a -	66	VA
Tensione di riposo tipica sui punti *a* e *b*	V_A -	10,5	V
Dissipazione:			
(condizione off)	$P_{V(off)}$ -	150	mW
(condizione on)	$P_{V(on)}$ -	2,85	mW
diodo Zener D2	1400		mW
T1, BUZ 50B	900		mW
T2, BC328-25	250		mW
GI, Raddrizzatore	300		mW

Infatti:

$$V_{D\,min} = V_{QL} + V_{D2} + V_{GS(th)} \approx 0,15 + 5,6 + 3 \approx 8,75\ V$$

nella quale

V_{QL} = tensione minima d'uscita del TCA 305

$V_{GS(th)}$ = tensione di soglia del BUZ 50B.

Sui terminali *a* e *b* del rivelatore di soglia avremo pertanto attraverso il ponte raddrizzatore un aumento di tensione di 10 V.
La massima corrente di commutazione viene limitata dall'integrato al valore di circa 10 mA efficaci.

La *figura 6* indica l'andamento della tensione raddrizzata V_D *dopo* il ponte (semionde della tensione alternata) e della tensione $+V_S$ di alimentazione dell'integrato.

Variante per 300 mA

Il circuito riportato in *figura 7* è stato progettato per soddisfare le esigenze dei rivelatori di prossimità richiedenti una corrente di commutazione di valore più elevato.
Ciò è stato ottenuto inserendo tra sorgente e massa, il transistore pilota pnp BC328-25, il quale permette di portare la corrente di uscita a 300 mA efficaci. Da notare che, in questo caso, lo zener D2 dovrà essere dimensionato in modo da sopportare, quando il transistore conduce, un valore di dissipazione relativamente elevato, e cioè 1,4 W. Le perdite complessive del circuito ammonteranno pertanto a circa 2,85 W.

Tabella 3 - Dati per la realizzazione del rivelatore di prossimità

	Filettatura esterna del contenitore del rivelatore di prossimità		
	M30	M18	M12
Nucleo ad olla SIFFERIT	25 Ø x 8,9; N22	14,4 Ø 7,5; N22	[illegible],35 Ø x 3,6; M33
Numero ordin.	B65939-A-X22	B65937-A-X22	B65933-A-X33
Numero spire	100 spire	80 spire	100 spire
Filo	Litze 10 x 0,1 cuL	Litze 20 x 0,05 CuL	0,1 CuL
L_o	585 μH	268 μH	206 μH
Co (Styroflex)	3,9 nF/63 V, ± 2%	1,2 nF/63 V, ± 2%	1 nF/63 V, ± 2%
Numero ordin.	B31861-J5392-G	B31861-J5122-G	B31861-J5102-G
Frequenza oscillatore	105 kHz	280 kHz	350 kHz
Distanza	15 mm	8 mm	4 mm
Resistore regolazione distanza R1*	25 kΩ	33 kΩ	8,5 kΩ
Resistore regolazione isteresi RH*	470 kΩ	680 kΩ	180 kΩ

* Resistore a strato metallico

Componenti e codice per l'ordinazione alla Siemens

C1	Condensatore elettrolitico in alluminio, 22 μF/40 V	*B41326-A7226-V*
C2	Condensatore ceramico, 100 nF/50 V	*B37985-J5104-M*
Co	Condensatore Styroflex a seconda della frequenza di risonanza (vedi tabella 1)	-
D1	Diodo Z al silicio, 12 V, ± 5% - 0,2 W	-
D2	Diodo Z al silicio, 5,6 V, ± 5% - 0,2 W	
G1	Raddrizzatore di piccola potenza	*B1240-B250C-1000-700*
C.I.	Circuito integrato rivelatore di prossimità	*TCA 305 A (DIP/14)* *TCA 305 G (SO-14)*
Lo	Bobina con nucleo ad olla SIFFERIT per rivelatore di prossimità; numero delle spire a seconda dell'induttanza (vedi tabella 1)	
R1, R2	Resistori a strato di carbone KARBOWID	
R3	Varistore ad ossido di metallo SIOV-SO5K250	*Q69-X3033*
R_A, R_H	Resistori a strato di metallo SIMEXID 0207	*B54321-B4*
T1	Transistore di potenza SIPMOS BUZ 50B	*C67078-A1307A4*
T2	Transistore al silicio PNP b.f. BC328-25 (solo per il circuito di figura 7	*Q62702-C312-V4*

Componenti esterni dell'integrato TCA 305

Nella *tabella 3* sono riportati i valori dei componenti esterni dell'integrato TCA 305. Questi valori sono validi per un rivelatore di prossimità convenzionale inserito in tubi filettati, M30, M18 e M12 e distanza di commutazione al valore nominale.
La tolleranza della distanza di commutazione è inferiore a ± 10% entro le temperature comprese tra —25 e + 70 °C. Il valore preciso della distanza di commutazione e dell'isteresi dipende dal valore dei resistori R_A e R_H rispettivamente. Il *sensore della distanza* è costituito da una bobinetta inserita in un nucleo ad olla SIFERRIT. Il condensatore C2 serve a produrre un certo ritardo nell'entrata in funzione del sistema quando viene applicata la tensione di alimentazione, e di conseguenza elimina condizioni di instabilità. ■

Annunciata la prima batteria al litio ricaricabile ad uso commerciale

Una batteria ricaricabile al litio non più grande di una moneta è stata messa a punto recentemente dalla Matsushita Battery Industrial.
Questo nuovo prodigio della compattezza troverà enorme mercato nell'impiego comune degli orologi da polso e delle calcolatrici da palmo. Infatti la batteria presentata dalla Matsushita pur essendo ricaricabile almeno un migliaio di volte prima di perdere la capacità rigenerativa non costerà più delle normali batterie al litio presenti ora sul mercato.
La Matsushita Battery ha smentito la prossima produzione di batterie particolari su licenza Polaroid anche se la domanda per impieghi consumer (televisori B/N a schermo piatto Sony o Sinclair) aveva spinto la casa giapponese ad interessarsi a questo prodotto verso la fine del 1983.

IDEE DI PROGETTO

SISTEMA DI CONTROLLO DELLA TEMPERATURA CON SENSORE A TERMOCOPPIA

Le termocoppie vengono impiegate come sensori di temperatura in tutti quei casi in cui il sistema di misura della temperatura deve essere semplice, robusto ed avere una buona linearità.

A seconda dei metalli di cui è formata, una termocoppia può fornire, una differenza di potenziale tra le sue due giunzioni il cui valore può arrivare a qualche decina di microvolt per grado centigrado; quest'ultimo è direttamente proporzionale alla differenza di temperatura esistente tra le due giunzioni dei metalli. È evidente allora che se la termocoppia fornisce livelli così bassi di tensione di uscita, il circuito di misura "a valle" dovrà essere dimensionato in maniera da amplificare e trattare adeguatamente il "segnale" fornito dalla termocoppia.

A questo scopo vengono presentati due circuiti: quello di *figura 1a*, è in grado di dare una buona precisione di misura, quello di *figura 1b* può fornire una potenza doppia.

In particolare, il sistema di figura 1 è incentrato sull'integrato regolatore L120 A (SGS-ATES) e, come già detto, dà una discreta precisione unitamente ai seguenti vantaggi:

— basso numero di componenti richiesti

— alimentazione ricavata direttamente dalla rete

— assiemaggio semplice e basso costo.

Il motivo per cui il circuito di figura 1 è certamente più economico è che in esso non viene impiegato nè il trasformatore di rete nè il trasformatore per l'accoppiamento degli impulsi di innesco del triac.

Queste due "mancanze" ne limitano un po' l'impiego, per il fatto,per esempio, che la termocoppia non risulta isolata dalla tensione della rete, e di conseguenza non può essere montata su uno chassis "caldo".

Il sistema riportato in *figura 1b* non ha questi inconvenienti in quanto impiega i due trasformatori suddetti, ed inoltre è in grado di fornire una potenza doppia. È per questo motivo che è più costoso. Comunque, il vantaggio di poter montare la termocoppia in qualsiasi punto è un vantaggio che ricompensa il maggior costo.

Siccome questa configurazione circuitale non consente di rilevare il passaggio per lo zero delle correnti circolanti nel carico (R_L), è assolutamente indispensabile che vengano impiegati solo carichi di natura ohmica (carichi resistivi). Per avere una tensione di riferimento compensata nei confronti delle variazioni della temperatura si è utilizzato un resistore a filo di rame avvolto (R7) avente un coefficiente di temperatura pari a 0,4% °C. Il valore di questo particolare resistore si calcola così:

$$\frac{4}{1000}(R7 \cdot I) = 40 \text{ mV f.e.m. della termocoppia}$$

Per avere una buona compensazione occorre che gli altri resistori siano a film metallico ad elevata stabilità. ■

a)

b)

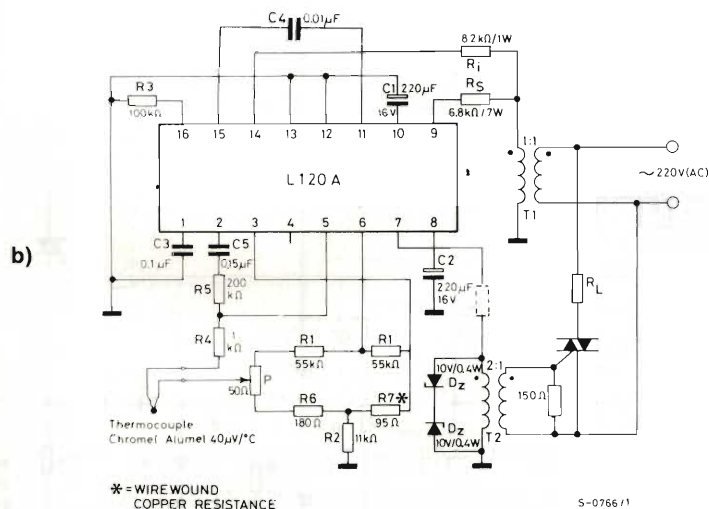
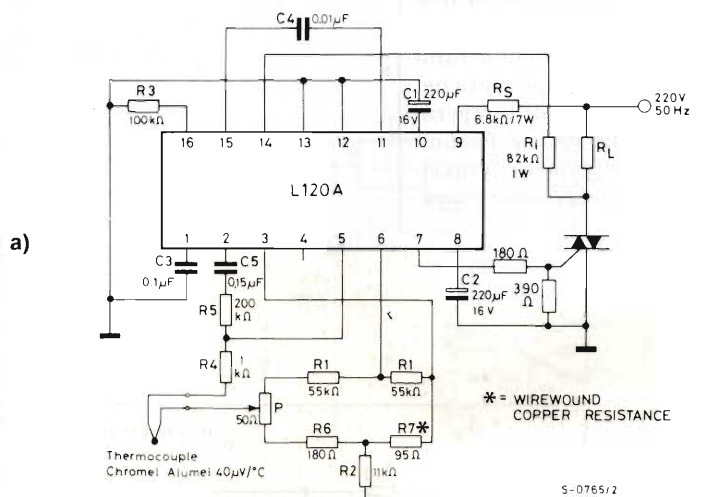



Fig. 1 - Circuito del sistema di controllo della temperatura mediante termocoppia. (a) Versione economica. (b) Versione per potenze maggiori. Viene infatti utilizzato un trasformatore di rete e un trasformatore per l'accoppiamento degli impulsi di innesco del triac. (Schema SGS-ATES).

SISTEMA ECONOMICO DI CONTROLLO DELLA VELOCITA' PER MOTORI UNIVERSALI

Il sistema è basato sul circuito integrato U111B (AEG-Telefunken).

Questo integrato è stato studiato per poter effettuare la regolazione della potenza delle apparecchiature collegate direttamente alla tensione della rete. Possiede una risposta pronta, ed è quindi particolarmente adatto per la regolazione della velocità di rotazione dei motori ad induzione cosidetti universali. L'U111B consuma poco, e richiede pochi componenti esterni.

Nella *figura 1* presentiamo una sua tipica applicazione riguardante la regolazione della velocità di un motore universale. L'integrato provvede a limitare automaticamente sia la corrente di spunto sia quella che si avrebbe in caso di bloccaggio improvviso del motore. Anche in caso di interruzione degli avvolgimenti del generatore tachimetrico, l'integrato "corre ai ripari" nel senso che blocca l'impulso d'innesco del triac.

Il circuito presentato è completo. Manca soltanto la rete antidisturbo. L'alimentazione in continua dell'integrato è attuata da RV, DV e C3. Si tratta di un raddrizzatore ad una sola semionda. R_{syncU} provvede a sincronizzare il confronto tra la tensione a rampa e la tensione della rete, mentre R_{syncI} provvede a segnalare se nel carico circola o meno corrente. D1, R2 e C1 provvedono a raddrizzare la tensione alternata fornita dal generatore tachimetrico, la quale, come è noto, è direttamente proporzionale al numero dei giri del motore. R8 serve a compensare le tolleranze del valore istantaneo della tensione tachimetrica. Mediante R5 si regola il valore di regime partendo dalla tensione di riferimento compensata nei confronti delle variazioni di temperatura mentre i resistori R6 e Z fissano con l'aiuto dell'amplificatore operazionale interno, il comportamento operativo del sistema.

R3, R4, D2 e C2 servono a "percepire" l'intensità della corrente circolante nel carico onde consentire a R7 di fissare il valore massimo sia della corrente di spunto sia della corrente di bloccaggio.

In caso di interruzione nel circuito del generatore tachimetrico, R10 fa salire la tensione su C1 al suo valore massimo (V_{max}), simulando in questo modo un elevatissimo numero di giri del motore, per cui l'angolo di circolazione di corrente nel triac si ridurrà praticamente a zero. Con C9 infine si regola il valore di temperatura in corrispondenza del quale il sistema si blocca. ■

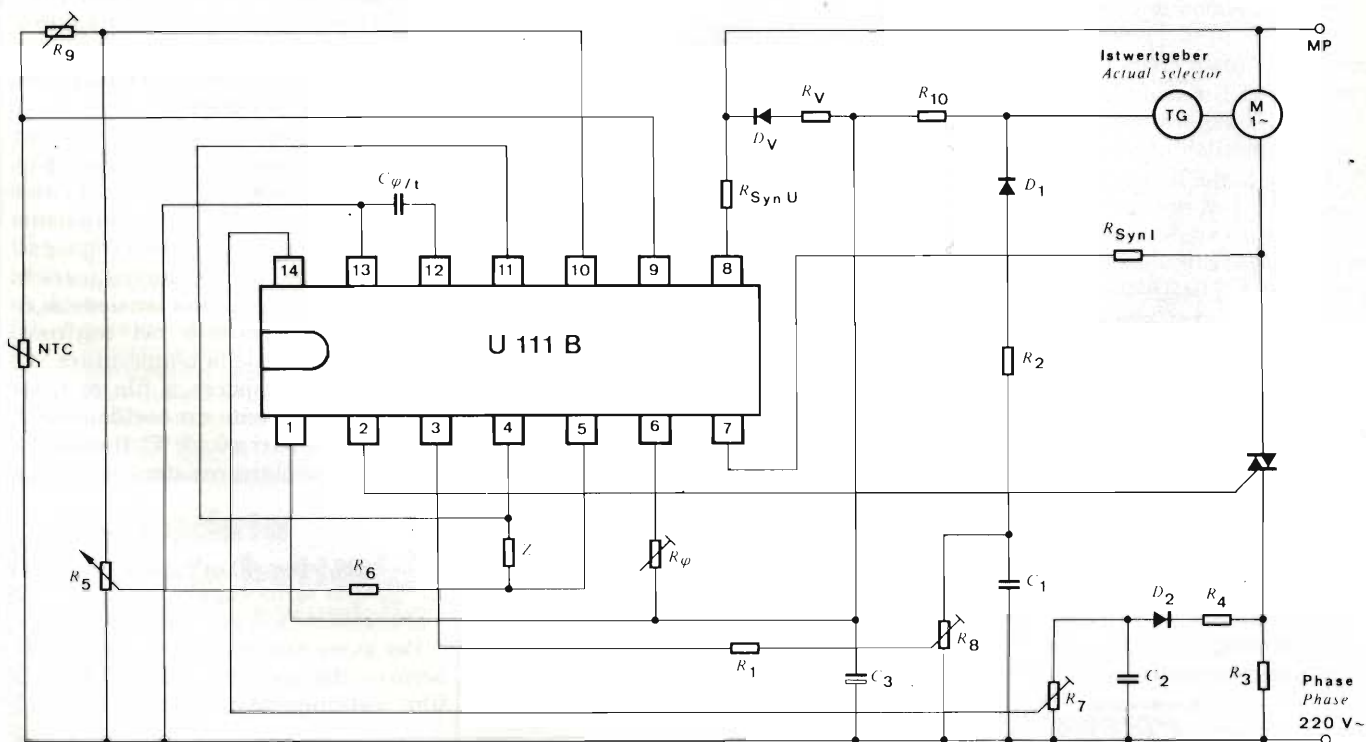



Fig. 2 - Schema del circuito per la regolazione dei giri di un motore universale. Viene utilizzato l'integrato U111B. La tensione indicante il numero dei giri è fornita da un generatore tachimetrico.

IDEE DI PROGETTO

DUE CARICABATTERIE: 15 AH E 50 AH

La *figura 1* riporta il circuito di un caricabatterie relativamente semplice e dal funzionamento sicuro. Il circuito è adatto alla ricarica delle batterie al piombo. In queste, come è noto, la tensione misurata ai morsetti tende ad aumentare via via che aumenta la carica assorbita dalla batteria. Cortocircuitando il resistore R8 (da 0,3 Ω), è possibile ottenere una corrente di carica adatta alla ricarica di batterie con capacità fino a 20 Ah (ampereora). Il regolatore di corrente è il tipo L200 (SGS-ATES).

Inizialmente, subito dopo che la batteria è stata collegata, la corrente di ricarica viene limitata al valore di circa 1,5 A ad opera del resistore R8. Appena la batteria risulta ricaricata, la corrente di carica viene proporzionalmente ridotta fino a che, una volta raggiunto il limite prefissato che va da 150 a 200 mA, anche la tensione di uscita del regolatore viene ridotta in proporzione in maniera da mantenere carica la batteria anche per un lungo periodo di tempo senza incorrere nel pericolo di danneggiarla. Il resistore R10 e il diodo D3 servono a proteggere il regolatore nel caso la batteria dovesse essere collegata ad esso con le polarità invertite.

Nella *figura 2* è indicato lo schema elettrico di un caricabatterie da 50 Ah, il quale è dimensionato essenzialmente come quello di figura 1. In questo caso, è l'aggiunta di un transistore di potenza esterno (BD907), collegato in parallelo al regolatore di corrente L200 (SGS-ATES) che permette di aumentare l'intensità della corrente fornita alla batteria in modo da raggiungere il valore di 5 A.

Come già detto, questo circuito è stato dimensionato per la ricarica di batterie da 12 V aventi una capacità di carica di 50 ampereora, (Ah). Il sistema è protetto nei confronti di accidentali cortocircuiti in quanto è munito di un circuito limitatore di corrente. È protetto inoltre anche nel caso in cui la batteria venisse accidentalmente collegata con i morsetti invertiti, e anche nel caso in cui dovesse venire a mancare la tensione di alimentazione della rete.

In linea di principio, le batterie a grande capacità di carica possono venire ricaricate ricorrendo ad un adatto transistore di potenza collegato in parallelo al regolatore come abbiamo visto (oppure a più transistori di potenza collegati in parallelo tra loro).

Qualora la batteria dovesse essere collegata con le polarità errate, sarebbe il resistore da 15 Ω (collegato tra il terminale 3 dell'L200 e massa) che verrebbe attraversato dalla corrente inversa. Ovviamente, la dissipazione di potenza che questo transistore dovrà avere (e cioè i watt dissipabili) dipenderà dal tempo in cui la batteria rimarrà collegata al carica-batteria con le polarità errate.

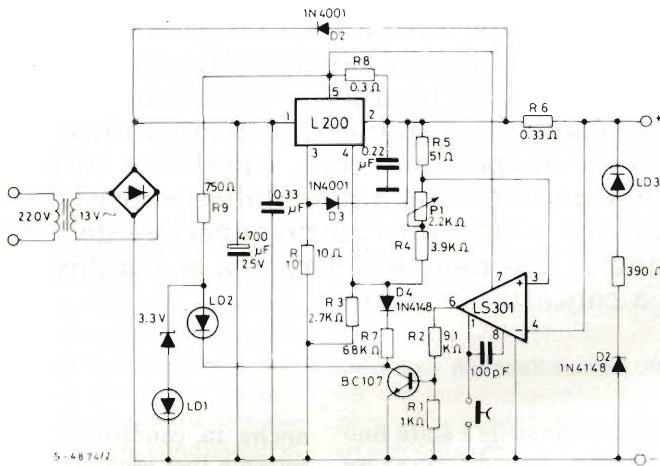



Fig. 1 - Schema del caricabatterie da 15 ampereora. L200 è un regolatore di corrente. (Schema SGS-ATES).

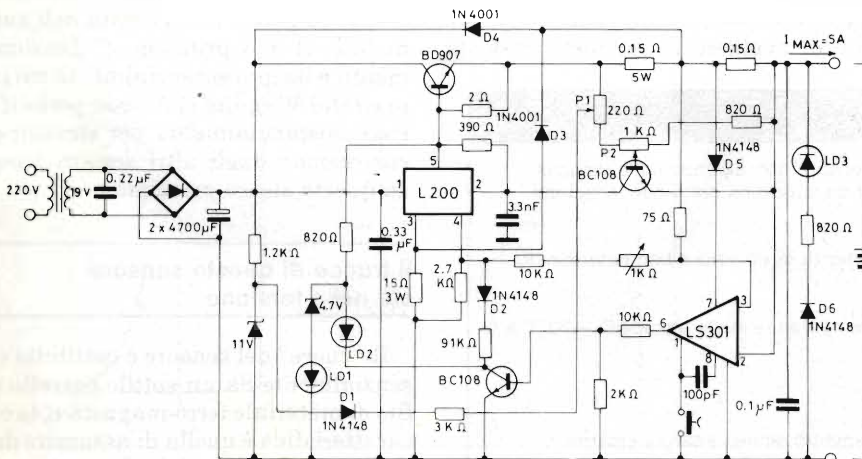



Fig. 2 - Versione per batterie con capacità di 50 ampereora (Ah). La corrente in più richiesta viene fornita dal BD907, in parallelo al regolatore di corrente. (Schema SGS-ATES).

Sensore di posizione magnetico di nuova concezione

FILO MAGNETICO CHE PRODUCE IMPULSI

Questo originale sensore di posizione è basato su un principio tecnologico completamente nuovo. Gli elementi semplici di cui è fatto (un filo magnetico, una bobinetta, due magneti) consentono di impiegarlo nelle più gravose condizioni ambientali (temperature elevate o basse, presenza di olio, di sporcizia, ecc.), e pertanto sarà molto adatto ad essere utilizzato in campo automobilistico per il rilevamento del numero dei giri e del punto morto superiore del motore (anticipo), come sistema di accensione elettronica senza dover ricorrere a contatti meccanici.

ing. Dierek Bush, Helmut Kanbach - AEG-Telefunken

I sensori servono a trasdurre determinate grandezze fisiche in corrispondenti grandezze elettriche. Da tempo vengono impiegati in campo industriale nei sistemi di regolazione e di controllo. In questi ultimi tempi, i sensori, specialmente quelli cosìddetti di posizione, vengono sempre più utilizzati in campo automobilistico. L'introduzione di questo tipo di sensore nel settore dell'automobile è stata fino ad oggi ritardata a causa delle gravose condizioni nelle quali il sensore di posizione è chiamato ad assolvere il suo compito. È per questo motivo che in questo settore potranno affermarsi soltanto quei sensori di posizione capaci di lavorare, per esempio, senza entrare in contatto con gli altri elementi in gioco e di svolgere la funzione prevista anche in condizioni di temperatura estrema (per esempio —70 °C e + 180 °C).

Un sensore di posizione che soddisfa a queste esigenze è quello sviluppato nei laboratori della *AEG-Telefunken*, che tra l'altro, ha il vantaggio di poter essere prodotto a prezzo compatibile con le esigenze del mercato dell'automobile. Il suo principio di funzionamento è basato essenzialmente sul noto *effetto Wiegand* (1-5); esso però differisce sostanzialmente per struttura e costruzione dagli altri sensori basati su questo stesso principio.

Tabella 1 - Caratteristiche principali del sensore magnetico

- — La formazione dell'impulso di uscita del sensore non dipende dalla velocità delle parti in movimento del sistema (Ciò non si verifica con i convenzionali sensori a induzione magnetica).
- — L'impulso di uscita si ha solo in corrispondenza di un valore ben determinato del campo magnetico (valore di soglia).
- — Il sensore può lavorare entro un campo di temperature molto ampio (da —70 °C a + 180 °C).
- — Rapporto segnale/disturbo eccellente.
- — Il sensore non richiede per il suo funzionamento alcuna energia esterna.
- — Il segnale di uscita del sensore, essendo di notevole ampiezza, può essere utilizzato direttamente.

Il trucco di questo sensore stà nella torsione

Il "cuore" del sensore è costituito essenzialmente da un sottile pezzetto di filo di materiale ferro-magnetico, la cui caratteristica è quella di assumere due differenti *condizioni di magnetizzazione* come vedremo. Questo particolare filo magnetico viene a sua volta inserito in una bobinetta (detta bobina del

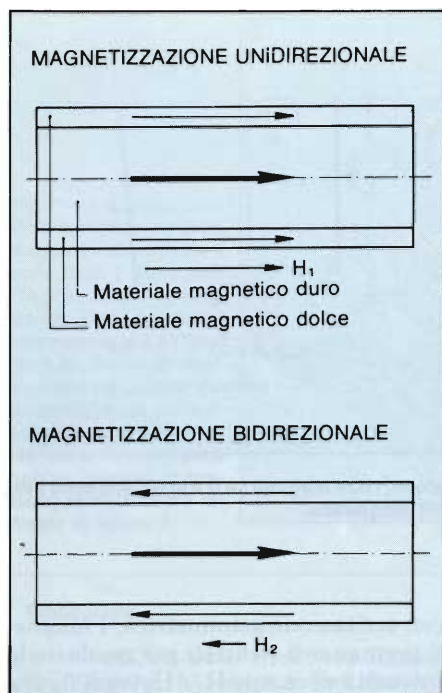



Fig. 1 - Condizioni di magnetizzazione in cui può venire a trovarsi il filo magnetico bistabile.

sensore).

Il filo è formato da una zona *interna* (nucleo), costituita da materiale magnetico duro, e da una zona *esterna* (strato esterno) formata da materiale magnetico dolce. In fase di costruzione, il nucleo del filo, costituito da materiale magnetico duro (per esempio, una lega di cobalto oppure acciaio al nichel-cromo lavorato a freddo) viene sottoposto a torsione. In queste condizioni, si provvede a ricoprirlo per via elettrolitica con uno strato esterno costituito da materiale magnetico dolce (per esempio, una lega di ferro e nichel).

Una volta formato per via galvanica lo strato esterno, si provvede ad eliminare la torsione alla quale era stata sottoposta la parte interna del filo, e cioè il nucleo. *È evidente allora che ora sarà lo strato esterno del filo a trovarsi in una permanente condizione di torsione.* Questa permanente tensione elastica a cui risulta assoggettato lo strato esterno del filo fa si che, a causa dell'effetto magnetoelastico, il ciclo di isteresi dello strato esterno assuma una maggiore pendenza quando verrà magnetizzato in direzione assiale.

Il filo così ottenuto viene successivamente tagliato in corti tronconi, lunghi qualche centimetro. Ogni troncone viene a sua volta avvolto da una bobinetta di 3000 spire circa.

Il salto controllato di Barkausen

Disponendo un pezzo di questo particolare filo in un campo magnetico, lo strato esterno e il nucleo del filo assumeranno due condizioni di magnetizzazione ben definite (*figura 1*). In particolare, se l'intensità H_1 di questo campo magnetico risulterà *superiore* alla coercitività (più precisamente all'intensità del campo coercitivo del materiale del nucleo), la magnetizzazione dello strato esterno e quella del nucleo del filo assumeranno la stessa direzione (magnetizzazione unidirezionale, figura 1, in alto). Se ora si inverte la direzione del campo magnetico esterno, e se la sua intensità H_2 risulta *inferiore* all'intensità del campo magnetico coercitivo del materiale di cui è fatto il nucleo del filo, succederà che questo secondo campo magnetico riuscirà a cambiare la direzione di magnetizzazione *soltanto* dello strato esterno del filo, che, come già detto, è fatto di materiale magnetico dolce (magnetizzazione bidirezionale). Ciò è indicato in basso in figura 1.

Il passaggio dello strato esterno del filo dalla condizione di magnetizzazione unidirezionale a quella bidirezionale avviene abbastanza lentamente (e cioè entro un ampia varietà di valori di magnetizzazione), e dipende dalla velocità di variazione del campo magnetico esterno. Al contrario, il ritorno dello strato esterno nella direzione iniziale di magnetizzazione (e cioè nella condizione unidirezionale), avviene in modo *spontaneo*, e non dipende dalla velocità di variazione del campo magnetico esterno. Questo "salto spontaneo" della condizione di magnetizzazione dello strato esterno del filo nella condizione opposta (detto *salto controllato di Barkausen*) ha luogo in corrispondenza di una soglia ben definita dell'intensità (Hs) del campo magnetico esterno.

In *figura 2* si può vedere come varia l'induzione (B) dello strato esterno del filo, fatto di materiale magnetico dolce, in funzione dell'intensità del campo H. Quest'ultima viene variata tra $+H_1$ e $-H_2$. Un valore indicativo per l'intensità di $+H_1$ è $+80$ A/cm, e per $-H_2$ è -30 A/cm circa; questi valori si riferiscono ad un nucleo costituito da acciaio al nichel-cromo lavorato a freddo.

La *figura 3* riporta l'andamento dei campi magnetici *esterni* asimmetrici e l'intensità delle tensioni indotte nelle bobinette al momento del cambiamento della direzione della magnetizzazione dello strato esterno del filo.

Il passaggio della magnetizzazione dello strato esterno del filo dalla condizione di unidirezionalità alla condizione di bidirezionalità (quando cioè lo strato esterno assume una direzione di magnetizzazione contraria a quella del

Fig. 2 - Andamento del ciclo di isteresi dello strato esterno del filo magnetico quando viene assoggettato ad una eccitazione magnetica asimmetrica.

Fig. 3 - Tensioni indotte V_2 e V_1 nella bobina del sensore e andamento dell'eccitazione magnetica (H_1 e H_2).

Fig. 4 - Filo magnetico con bobina e magneti I (H_1) e II (H_2), utilizzato come pulsante di chiusura di un circuito. Il tasto in questo caso è privo di contatti e pertanto senza rimbalzi.

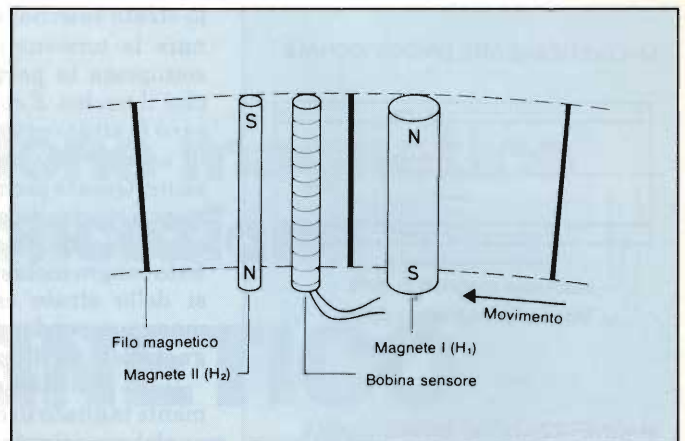



Fig. 5 - In questa applicazione, i due magneti I e II e la bobina sono fissi; si muove solo il filo (o i fili) magnetico.

nucleo interno), produce, per induzione, nella bobina del sensore un impulso di tensione negativa (V_2 in figura 3) relativamente ampio (fino a 1 V). Viceversa, il passaggio *spontaneo* della magnetizzazione dello strato esterno del filo nella direzione di magnetizzazione iniziale (magnetizzazioni unidirezionali) produce, per induzione, nella bobina del sensore un breve impulso positivo di tensione di circa 5 V e cioè V_1 in figura 3. La produzione di quest'impulso dipende dal superamento di un certo valore di soglia (H_1), e *non dipende dalla velocità di variazione del campo magnetico.*

Condizioni perché il filo magnetico bistabile produca l'impulso di tensione indotta

A seconda dell'applicazione desiderata, le variazioni dell'intensità di campo richieste (e di conseguenza, la produzione dei relativi impulsi di tensione indotta nella bobina del sensore) possono essere realizzate, in linea di principio, nelle seguenti maniere:

- mediante spostamento del filo magnetico nel campo magnetico, realizzabile, per esempio, facendo transitare il filo magnetico davanti ai magneti mantenuti fissi. Ovviamente, in questo caso, la bobina del sensore (separata dal filo) dovrà essere sistemata nel punto in cui la direzione della magnetizzazione del filo, da bidirezionale ritorna spontaneamente unidirezionale.
- Mediante passaggio dei magneti davanti al filo; anche in questo caso, la bobina dovrà essere sistemata nel punto in cui ha luogo il cambiamento spontaneo della direzione di magnetizzazione dello strato esterno del filo.
- Mediante indebolimento del campo magnetico positivo (o negativo), ottenuto, per esempio, interrompendo il flusso magnetico mediante un diaframma ferromagnetico.

Queste varie posizioni che si possono dare al filo magnetico, alla bobina e ai magneti permettono di risolvere problemi di posizionamento, di misura di angoli e di velocità. La natura bistabile del filo magnetico consente di utilizzarlo anche come memoria di informazioni.

Possibili applicazioni

La *figura 4* indica l'utilizzo di questo nuovo sensore al posto di un pulsante, ovviamente esente da fenomeni di rimbalzo dei contatti. Il pulsante lavora

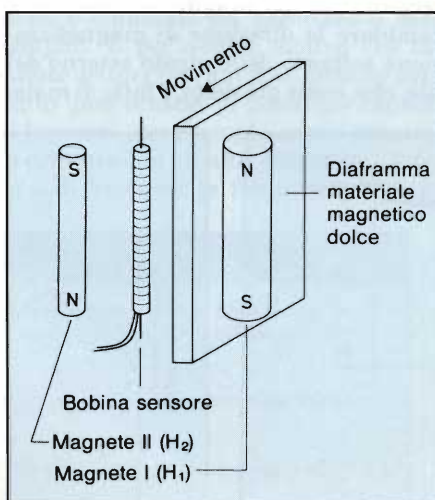



Fig. 6 - In questo caso, i magneti I e II e il filo magnetico inserito nella bobina sono fissi; in movimento è solo un diaframma di materiale ferromagnetico che passando tra il magnete I e il filo magnetico produrrà una variazione dei campi magnetici come indicato in figura 3, e di conseguenza, una tensione indotta nella bobina.

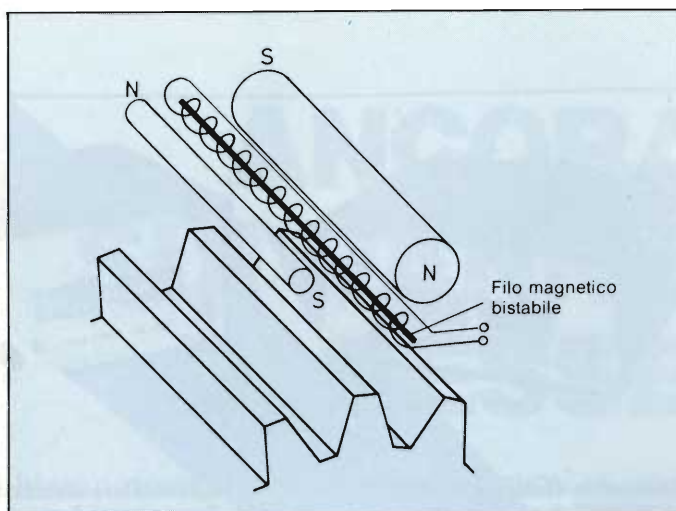
con eccitazione asimmetrica. I magneti permanenti richiesti per produrre le intensità di campo H_1 e H_2 (vedi figura 3) possono essere disposti come indicato in figura 4. Sistemato in questa maniera, il sensore può essere impiegato come interruttore d'ingresso o come pulsante di una tastiera.

Altre possibilità di impiego riguardano il rilevamento di una data posizione, di un valore angolare o di una velocità. In questi casi (*figura 5*), il filo magnetico viene fissato sulla parte mobile del sistema. Il filo (o i fili), passando davanti al modulo di misura, costituito dai due magneti e dalla bobina, produrrà in quest'ultima un impulso di tensione, come in precedenza illustrato.

Altre possibili sistemazioni, e di conseguenza altre possibili applicazioni, non illustrate con figure, possono essere le seguenti:

- modulo di misura, costituito dal magnete I (o dal magnete II), dal filo magnetico e dalla bobina del sensore, *in posizione fissa: in movimento* invece il magnete II (o il magnete I);
- modulo di misura, costituito dal filo magnetico e dalla bobina del sensore, *in posizione fissa: in movimento* sono invece i magneti I e II. Il magnete (o i magneti) passeranno davanti al modulo.

Disponendo i componenti del modulo di misura come indicato nelle *figure 6* e 7 sarà possibile effettuare misure di posizione, di valori angolari e di velocità. Con riferimento alla figura 6 possiamo vedere che facendo passare un diaframma, fatto di materiale magnetico dolce, tra il magnete I e la bobina con dentro il filo magnetico, il campo ma-

Fig. 7 - In questo caso, filo magnetico, bobina, magnete I e magnete II sono fissi. I denti dell'ingranaggio sottostante, al momento del loro passaggio sotto al modulo, indeboliranno il campo magnetico dei magneti, e di conseguenza, anche in questo caso, avremo nella bobina impulsi di tensione indotta come indicato in figura 3.

gnetico H_1 che investe il filo magnetico, prima viene indebolito e poi riassume l'intensità iniziale. In definitiva otterremo un andamento del campo magnetico identico a quello riportato in figura 3. Una possibile applicazione di questa disposizione potrebbe riguardare la produzione della scintilla nei motori a scoppio senza ricorrere ai contatti meccanici del ruttore (accensione elettronica).

Avremo un andamento del campo magnetico come quello riportato in figura 3 anche disponendo gli elementi del sensore come indicato in figura 7. In questo caso, è l'indebolimento dei campi magnetici rispettivamente positivo o negativo dei due magneti fissi, prodotto dal dente dell'ingranaggio che passa nelle vicinanze del modulo che produrrà l'andamento dei campi come richiesto dalla figura 3.

Questa disposizione dei componenti del sensore potrebbe essere utilizzata per il conteggio dei giri del motore e per la determinazione del punto morto in campo automobilistico.

Bibliografia

1) Wigen, Philips E., *Electronics*, Luglio 10, 1975, pagg. 100 - 105.
2) Gevatter, H.J., und W.A. Merl, *Regelungstechnische Praxis* 22 (1980) 3, pagg. 81-85.
3) Kuers, Günter, e Waldhauer, Gerhard, *Elektronik* 1980, N 7, pagg. 43-50.
4) Walker, Gerald M., *Electronics Australia* 41 (1979) 7, pagg. 10-13.
5) Marks. J. David, und Michael J. Sinko, *Automotive Engineering* 86 (1978) 2, pagg. 44-48).

PRECISAZIONE

Nell'articolo **"Acquisizione di valori analogici con il CBM"** dell'ing. Ennio De Lorenzo è stato per errore stampato il programma originale in BASIC in lingua tedesca. Qui di seguito riportiamo lo stesso programma "tradotto" dall'autore in lingua italiana.

```
40    rem conversione A/D
60    rem
70    rem 8.10.80
80    poke 52,0:poke 53,30
90    poke 9459,0: rem userport in entrata
100   data 56,173,65,232,141,238,131,41,8,201,8,208,243
110   data 56,173,65,232,141,237,131,41,4,201,4,208,243
120   data 56,173,65,232,141,236,131,41,2,201,2,208,243
136   data 56,173,65,232,141,235,131,41,1,201,1,208,243
150   data 173,0,4,240,6,169,0,141,0,4,96
170   data 65,119,133,94,165,120,133,95
190   data 62,0,56,161,94,201,178,240,17,24,165,94,105,
           1,133,94,165,95
200   data 105,0,133,95,162,0,240,232
220   data 62,4,94,234,131,94,234,131,94,234,131,94,234,
           131,202,208,241
240   data 24,162,10,169,5,133,106,24,165,94,101,106,
           149,94,165,95,105,0
250   data 149,95,198,106,202,202,208,237,162,3,160,3
270   data 56,189,234,131,201,10,144,2,169,0,24,105,48,
           145,94,200,202,208,237
290   data 162,0,173,238,131,56,201,14,240,35,56,201,15,
           240,30,56,201,4,240,35
300   data 56,201,11,240,40,56,201,10,240,35,56,201,0,
           240,40,56,201,7,240,45
310   data 56,201,3,240,58
330   data 69,170,129,96,169,32,129,98,208,64,169,170
           129,96,169,49,129,98,208,54
340   data 169,171,129,96,169,32,129,98,208,44,169,171,
           129,96,169,49,129,98,208,34
350   data 169,170,129,96,169,50,129,98,169,48,129,100,
           129,102,129,104,208,16
360   data 169,171,129,96,169,50,129,98,169,48,129,100,
           129,102,129,104
365   data 162,13,169,0,149,93,202,208,249,96

370   for i=0 to 291: read a:poke i+7600,a:next

390   print "programma per l' acquisizione dati
400   print "con il convertitore MC14433

410   print "1) con 'poke 1024,1:sys 7800 vengono
420   print "   scritti i dati D1....D4 nelle
430   print "   locazioni 33771....33774
440   print "   p.es. con "run 10 000".

450   print "2) con 'sys 7800:xx%(k)=*****' viene
460   print "   scritto il valore acquisito al posto
470   print "   di *****. 'xx%(k)' puo' essere qualsiasi
480   print "   variabile (eccetto una stringa).
498   print "   P. es. con 'run 1 000'
500   end

1000  i=0: rem ESEMPIO
1010  i=i+1:sys 7800: dd=*****:
1020  print;"-o valore:";tab (25);dd: goto 1020

10000 i=0
10010 i=i+1:poke 1024,1:sys 7800
10020 print"mis.";i;"i";peek(33774);"i";peek(33773)
10030 print"i";peek(33772);"i"
10040 gosub 20000:print peek(33771);"i";a$:goto 10 010
20000 a$=" ":for p=1 to 3
20005 a$=str$((peek(33770+p)and240)/16)+a$:next
20010 f = (peek(33774) and 240)/16
20020 if f=14 or f=15 then a$ ="+ 0" +a$:return
20030 if f=10 or f=11 then a$= "- 0" + a$:return
20040 if f=4 then a$="+ 1"+a$:return
20050 if f=0 the a$="- 1"+a$:return
20060 if f=7 then a$="+ 2 0 0 0":return
20070 if f=3 then a$="- 2 0 0 0":return
ready.
```

ALIMENTATORI STABILIZZATI

Alimentatore stabilizzato "GBC"
Con protezione elettronica contro il cortocircuito
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita: 12,6 Vc.c.
Corrente max. d'uscita: 8 A
Dimensioni: 200x190x100
NT/0091-00

Alimentatore stabilizzato "G.B.C."
Con strumenti di misura e protezione elettronica contro il cortocircuito.
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita regolabile: 6 ÷ 14 Vc.c.
Corrente max d'uscita: 12 A
NT/0530-00

Alimentatore stabilizzato "GBC"
Con strumenti di misura e protezione elettronica contro il cortocircuito
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita regolabile: 6 ÷ 14 Vc.c.
Corrente max d'uscita: 8 A
Dimensioni: 200x190x100
NT/0528-00

Alimentatore stabilizzato "GBC"
Con protezione elettronica contro il cortocircuito
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita: 12,6 V
Corrente d'uscita: 5 A
Dimensioni: 180x140x78
NT/0085-00

Alimentatore stabilizzato "FALKOS" autoprotetto
Lettura digitale della tensione e della corrente.
Tensione d'uscita regolabile da 3 a 14 V.
Corrente massima erogabile 5 A.
NT/0065-00

Alimentatore stabilizzato "FALKOS"
Con protezione elettronica.
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita: 12,6 Vc.c.
Corrente d'uscita: 3,5 A
Dimensioni: 160x75x115
NT/0055-00

Alimentatore stabilizzato "FALKOS"
Con protezione elettronica.
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita regolab.: 3 ÷ 14 Vc.c.
Corrente d'uscita: 2,5 A
Dimensioni: 160x75x115
NT/0060-00

Alimentatore stabilizzato "FALKOS"
Con protezione elettronica.
Tensione d'ingresso: 220 V - 50 Hz
Tensione d'uscita: 12,6 Vc.c.
Corrente d'uscita: 2,5 A
Dimensioni: 160x75x115
NT/0050-00

ANCORA SUI PANNELLI DI BESSEL

Abbiamo ricevuto ulteriori precisazioni su questo interessante ed economico sistema di diffusione sonora di potenza. Dato l'interesse destato da un precedente articolo su questo argomento pensiamo che le osservazioni che seguono contribuiranno a chiarire alcuni aspetti di questo sistema.

a cura della Redazione

L'articolo sui "Pannelli di Bessel" apparso su Selezione di dicembre ha destato una certa curiosità e il desiderio di avere maggiori informazioni al riguardo. Ciò per il fatto che questo sistema di collegamento degli altoparlanti rappresenta effettivamente una novità nei sistemi di diffusione sonora di potenza. Ci sono in questo frattempo pervenute altre informazioni al riguardo e pensiamo pertanto di fare cosa gradita comunicarle subito agli specialisti di questo settore.

I pannelli di Bessel

Quando si desidera che il pubblico riunito in una sala (teatro, cinema, chiesa ecc.) debba udire riproduzioni sonore con alta fedeltà, le strade da seguire sono due: impiegare un unico altoparlante di *grandi dimensioni* oppure ricorrere a pannelli sui quali vengono montati altoparlanti di *piccole dimensioni*. Gli altoparlanti capaci di irradiare 200 W di potenza sonora sono costosi e ingombranti; i pannelli realizzati con altoparlanti di piccole dimensioni non sono costosi e sono inoltre facili da installare; purtroppo presentano degli inconvenienti, dovuti principalmente alla maniera con cui essi vengono collegati tra loro.

Occorre ricordare che un certo numero *N* di altoparlanti, collegati in parallelo e con fase corretta, irradia, alle frequenze molto basse, una potenza N^2 volte *superiore* a quella di un altoparlante singolo mentre alle frequenze elevate, la frequenza irradiata è solo N volte.

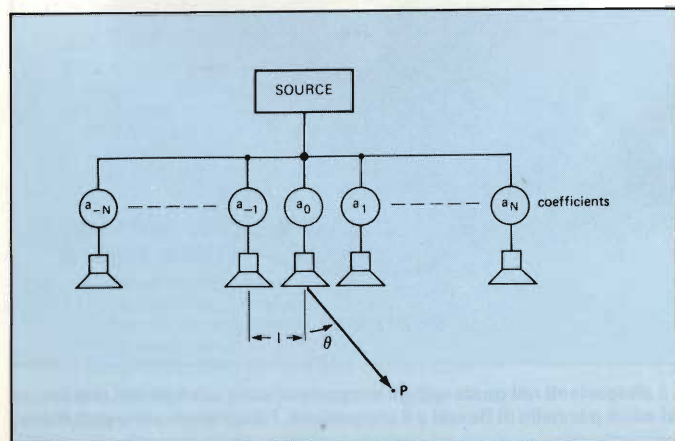



Fig. 1 - In un pannello di Bessel, gli altoparlanti non vengono tutti eccitati da un segnale della stessa ampiezza, ma da segnali la cui ampiezza è stabilita da appositi coefficienti (coefficienti di Bessel). *l* è la minima distanza che deve intercorrere tra gli altoparlanti. P è un punto di ascolto.

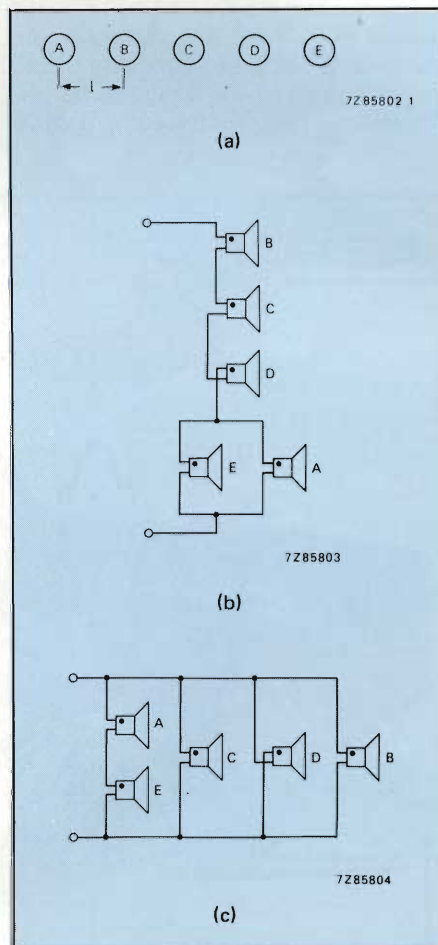



Fig. 2 - Pannello di Bessel a 5 altoparlanti. *l* è la distanza minima tra gli altoparlanti e dipende dalla cornice dell'altoparlante e dallo spessore del pannello. L'utilizzo della disposizione (b) piuttosto che la (c) dipende dall'impedenza di uscita dell'amplificatore.

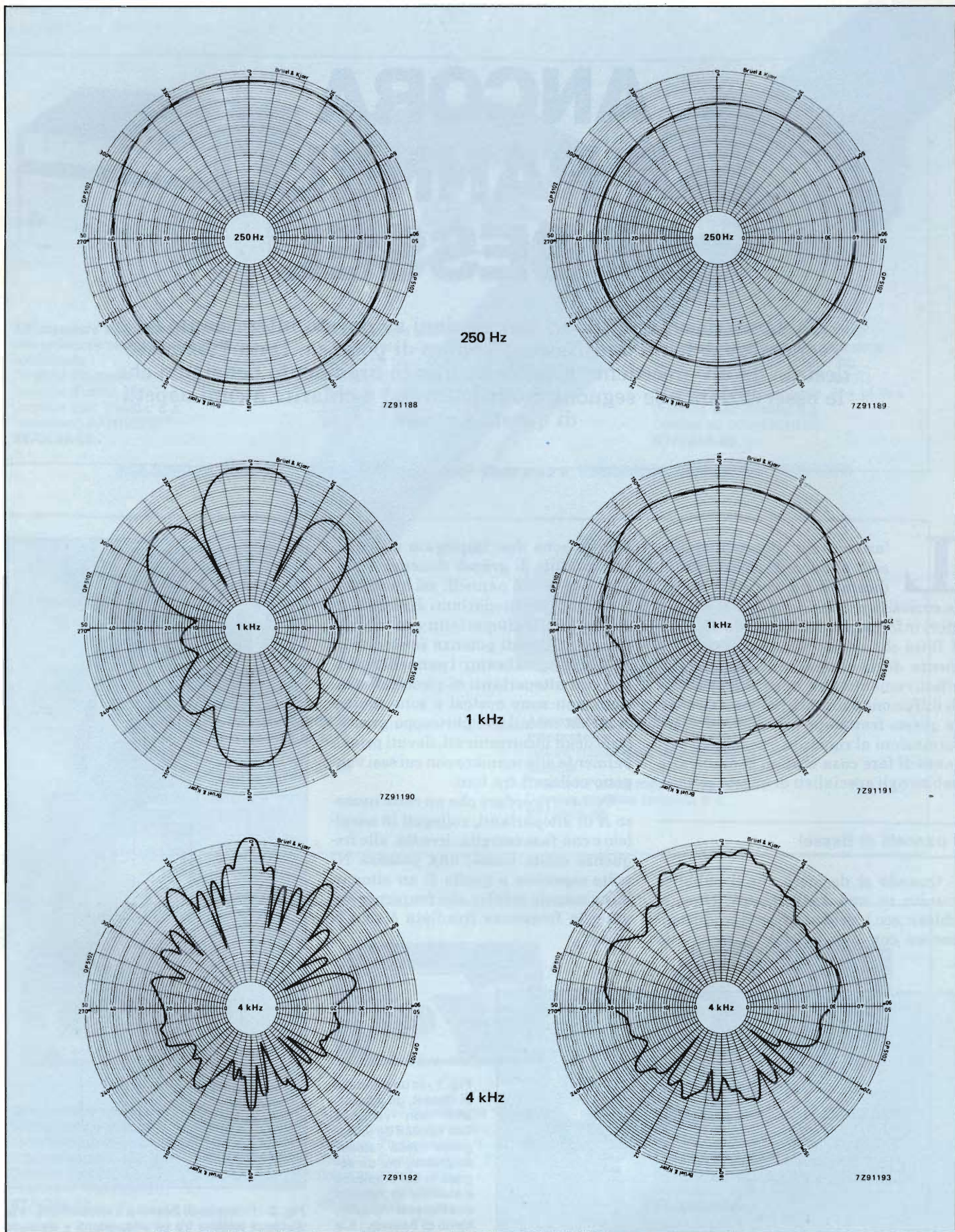



Fig. 3 - (a sinistra). Diagrammi polari relativi ad un pannello convenzionale a 5 altoparlanti nel quale tutti gli altoparlanti sono eccitati con uno stesso livello di segnale (eccitazione in parallelo). (a destra). Diagrammi polari relativi ad un pannello di Bessel a 5 altoparlanti. I diagrammi sono stati rilevati nei due casi alle frequenze di 250 Hz, 1 kHz e 4 kHz.

Fig. 4 - Sistema di 3 pannelli di Bessel a 5 altoparlanti disposti uno sopra l'altro. Se questi pannelli sono alimentati in parallelo, essi danno una radiazione omnidirezionale solo in senso orizzontale mentre in senso verticale essa risulterà concentrata al livello degli altoparlanti.

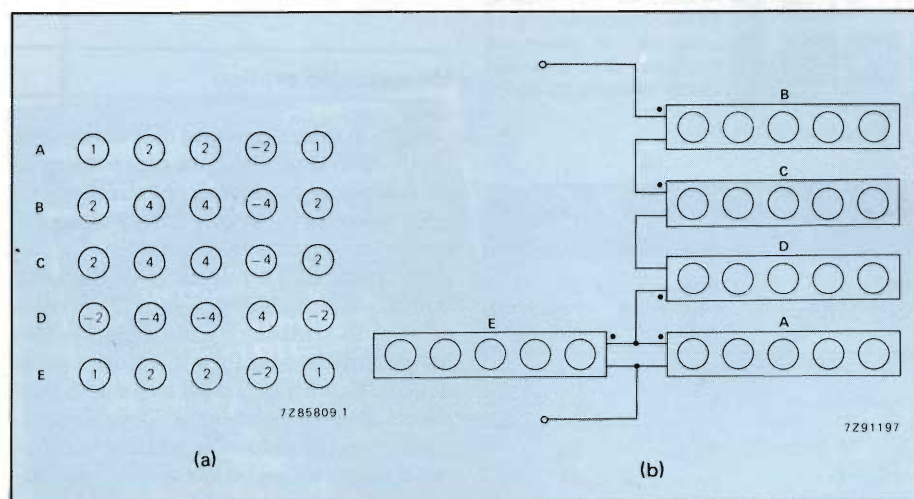
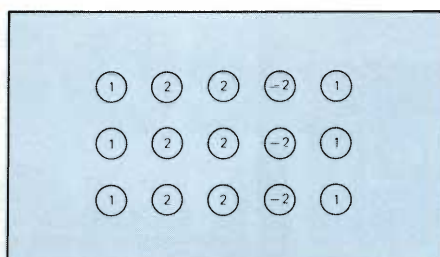



Fig. 5 - (a) Disposizione e coefficienti del segnale di pilotaggio di una struttura di pannelli di Bessel a 25 altoparlanti adatta ad una distribuzione semisferica del suono. Ciascuna fila orizzontale di altoparlanti è collegata come in (c) di figura 2; (b) sistema di collegamento degli altoparlanti per ottenere i coefficienti di pilotaggio indicati in (a). L'impedenza di tutto il sistema è uguale a quella di un altoparlante singolo.

Da quando sopra si deduce che la risposta in potenza di *un pannello di altoparlanti* è completamente diversa dalla risposta in potenza che un altoparlante del pannello fornirebbe *da solo*. Questa diversità è dovuta al fatto che un pannello di altoparlanti possiede di regola una accentuata *direttività*; così mentre la radiazione di un altoparlante singolo assume una forma pressochè *omnidirezionale*, sicuramente fino ad alcuni kilohertz, la radiazione del suono da parte di un pannello è omnidirezionale soltanto quando vengono irradiate le basse frequenze. Alle frequenze elevate, la radiazione dei suoni da parte di un pannello di altoparlanti è molto direttiva e inoltre questa direttività varia considerevolmente al variare della frequenza. Si conclude quindi che in una sala da concerto, le persone che vengono a trovarsi lontane dall'asse del pannello percepiranno i suoni con contenuto tonale completamente differente da quello percepito dagli ascolatori fortunati che vengono a trovarsi lungo l'asse del pannello.
Questo inconveniente, caratteristico dei convenzionali pannelli di altoparlanti, può essere eliminato "dosando" opportunamente il segnale applicato ai singoli altoparlanti del pannello. Co-

Fig. 6 - Realizzazione pratica di due strutture a 25 altoparlanti ciascuna formata da 5 pannelli di Bessel a 5 altoparlanti. I 5 pannelli di ciascuna struttura sono collegati come indicato in figura 5b.

Tabella 2 - Confronto tra il guadagno e la risposta in frequenza di pannelli normali e pannelli di Bessel

Tipo di pannello	*Numero altoparlanti*	*Coefficienti di pilotaggio*	*Bassa frequenza (dB)*	*Alta frequenza (dB)*
Normale	5	1:1:1:1:1	14	7
Bessel	5	1:2:2:—2:1	6	5,4
Normale	7	1:1:1:1:1:1:1	16,9	8,5
Bessel	7(6)	1:2:2:0:—2:2:—1	6	6,5
Normale	9	1:1:1:1:1:1:1:1:1	19	9,5
Bessel	9(7)	1:2:2:0:—2:0:2:—2:1	6	7,4

I numeri tra parentesi indicano il reale numero di altoparlanti richiesti quando uno o più coefficienti di pilotaggio è 0.

me in tutte le cose, le migliorate prestazioni di direttività dovranno essere ottenute a scapito della potenza irradiata. Le esatte proporzioni con cui vanno applicati i segnali agli altoparlanti del pannello, sono basate sulle cosiddette *funzioni di Bessel*, e i pannelli nei quali gli altoparlanti sono collegati tra loro secondo queste funzioni vengono chiamati *pannelli di Bessel (figura 1)*.

Guadagno di un pannello di Bessel

Il guadagno di un pannello nel quale sono stati montati *n* altoparlanti è dato da

$$G = 10 \log \frac{P_n}{P_1}$$

dove P_n indica la potenza massima irradiata dal pannello e P_1 la potenza massima irradiata da un solo altoparlante. In un pannello di Bessel, la potenza P_n non è grande come quella fornita da un analogo pannello nel quale *tutti* gli altoparlanti sono collegati in parallelo. Il pannello di Bessel ha però il vantaggio di irradiare uno spettro di frequenza più uniforme. Quest'ultima caratteristica si ricava dalla *tabella 1* e dai diagrammi polari riportati in *figura 3*.

Se si desidera concentrare il suono in senso verticale, allora converrà sistemare tre pannelli di Bessel, (per esempio, come quello riportato in figura 1, uno sopra l'altro. Questa disposizione è indicata in *figura 4*. Quando invece si desidera una *distribuzione semisferica* del suono (e cioè omnidirezionale sia in senso verticale che in senso orizzontale) allora occorrerà ricorrere alla struttura di *figura 5* dove si vede che con i coefficienti di Bessel vengono pilotati sia gli altoparlanti disposti in senso orizzontale sia quelli disposti in senso verticale. Nella *figura 6* si può vedere la realizzazione pratica della disposizione dei pannelli indicata in figura 5.

Un esempio pratico

È stato già presentato nell'articolo al quale abbiamo fatto più sopra menzione ma per comodità di chi s'imbatterà per la prima volta con questo sistema, crediamo opportuno ripeterlo.

Si tratta di un pannello di Bessel a cinque altoparlanti *(figura 2)*. Tralasciamo la trattazione matematica che ha portato a stabilire il valore esatto dei coefficienti di Bessel e che però possiamo fornire a richiesta. Questi coefficienti corrispondono in pratica ai *differenti livelli* di segnale applicati agli altoparlanti del pannello.

Con riferimento alla *figura 2a* le lettere A, B, C, D e E indicano gli altoparlanti del pannello, *l* indica la distanza che deve intercorrere tra un altoparlante e l'altro; questa deve essere la più ridotta possibile compatibilmene con la cornice dell'altoparlante e lo spessore del pannello (baffle). I coefficienti richiesti da questi pannelli a 5 altoparlanti sono i seguenti:

$$A : B : C : D : E = 1 : 2 : 2 - 2 : 1 \qquad 1)$$

Ciò significa che, posto 1 il livello del segnale che dovrà essere applicato agli altoparlanti A e E, il livello del segnale che dovrà essere applicato agli altoparlanti B e C dovrà essere doppio, e quello applicato all'altoparlante D dovrà anch'esso essere doppio ma con fase (o direzione) *invertita*. L'attuazione pratica dei coefficienti della 1) si può vedere nella *figura 2b*. I coefficienti 1 e 2 sono stati ottenuti mediante collegamento serie o parallelo degli altoparlanti; il coefficiente di segno negativo si è invece ottenuto *invertendo la polarità* del segnale applicato a questo altoparlante.

Le figure 2b e *2c* indicano inoltre che i coefficienti riportati possono essere realizzati mediante due tipi di collegamento degli altoparlanti. La scelta dell'uno piuttosto che dell'altro dipenderà esclusivamente dal valore dell'impedenza di uscita dell'amplificatore di potenza utilizzato. ■

La General Instrument, Computer Products Division, comunica la disponibilità di una linea completa di tastiere standard a tecnologia allo stato solido ed elettromeccanica. Fanno parte di questa linea le tastiere compatibili al personal computer IBM 3278, VT 100, viewdata, editing.
Tastiere e varie opzioni di linguaggio sono disponibili da stock.
Questa linea moderna è caratterizzata da un design ergonomico con assenza di manutenzione. La ingegnerizzazione e la produzione è completamente europea.
Cappucci a spazio multiplo non fissi con tasti a corsa lineare per 100 milioni di operazioni sono le caratteristiche della linea dello stato solido.

TESTER PER CIRCUITI INTEGRATI CMOS

di Friederich Bayer - Parte prima

Questo strumento permette di controllare il corretto funzionamento di quasi tutti i circuiti integrati CMOS e costituisce un'economica, ma valida, alternativa rispetto a molti tester per c.i. assai più complessi.

Per il controllo dei circuiti integrati esiste attualmente sul mercato un gran numero di apparecchiature;il loro prezzo però è troppo elevato e ne impedisce spesso un'applicazione generalizzata. Il tester presentato in questo articolo potrà essere costruito facilmente ed ha un prezzo contenuto, pur essendo in grado di eseguire quasi tutte le prove che occorre effettuare per controllare il corretto funzionamento dei circuiti integrati CMOS.

Prova per confronto

Un circuito integrato di riferimento viene messo a confronto piedino per piedino con il campione in prova, in modo da verificare l'equivalenza tra i due componenti. In caso di uguaglianza, il circuito sottoporrà i campioni a configurazioni di prova sempre diverse, mentre in caso di disparità verrà indicata una situazione di errore ed anche, a seconda del tipo di funzionamento, la localizzazione dell'errore medesimo (numero del piedino). Viene inoltre misurata la corrente di entrambi i piedini di alimentazione: la corrente del campione in prova viene sottratta da quella del campione di riferimento e quando la differenza supera un valore limite prefissato, verrà data ancora un'indicazione di errore.

La *figura 1* mostra il principio secondo il quale viene eseguita la prova di una porta NAND CMOS con due ingressi. La resistenza d'ingresso molto elevata delle porte CMOS non produce una caduta di tensione apprezzabile ai capi dei resistori di carico R, perciò sarà possibile considerare, con buona approssimazione, la configurazione di prova direttamente collegata agli ingressi delle porte OR-esclusivo 1 e 3. Le uscite del circuito integrato di riferimento e di quello in prova hanno tuttavia un'impedenza sufficientemente bassa e perciò il potenziale agli ingressi della porta OR-esclusivo non ha un valore molto diverso da quello a circuito aperto, nonostante la presenza dei resistori di carico. Fintanto che esiste uguaglianza tra campione in prova e componente di riferimento, tutte le porte OR-esclusivo ed il risultato della somma effettuata nella porta OR sono a livello logico "basso" ("0") qualunque sia la configurazione di prova.

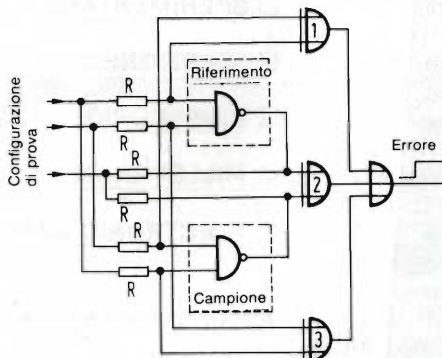



Fig. 1. Schema di principio del modo in cui avviene il controllo di un circuito integrato, che in questo caso è una porta NAND a due ingressi.

Poichè i circuiti d'ingresso sono uguali a quelli d'uscita, non sarà necessario fare una differenza tra i diversi circuiti integrati, per quanto riguarda i collegamenti ai piedini. Un ulteriore vantaggio dei CMOS consiste nel cosiddetto "corner pining": la tensione di alimentazione è sempre collegata a due piedini disposti secondo una diagonale; la tensione "V_{SS}" sarà sempre applicata al piedino 7 (8) e la tensione "V_{DD}" sarà applicata al piedino 14 (16). Da questa regola si scostano soltanto i buffer 4049, 4050 ed i loro predecessori 4009 e 4010, nei quali "V_{DD}" è collegata al piedino 1. Il circuito di questo tester tiene conto di questa eccezione. Un'altra eccezione è il 4045, nel quale "V_{DD}" è applicata al piedino 3 e "V_{SS}" al piedino 14: questo circuito non potrà essere provato con il tester.

Il riconoscimento e la commutazione della tensione di alimentazione positiva tra i circuiti integrati a 14 piedini e quelli a 16 piedini avvengono automaticamente. Saranno perciò necessari soltanto due zoccoli a 16 piedini nei quali potranno essere inseriti circuiti integrati a 16 ed a 14 piedini.

Come avviene la prova

Affinchè possano essere soddisfatti tutti i requisiti, ogni piedino del campione in prova dovrà essere messo a confronto con ciascuno degli altri in qualsiasi combinazione. Il modo più semplice per ottenere ciò è di utilizzare un contatore binario, ma con frequenze differenti applicate ai diversi piedini.

Esperimenti hanno dimostrato che quasi tutti i circuiti integrati di tipo combinatorio (porte logiche, circuiti multiplex, sommatori, eccetera) possono essere controllati con una siffatta configurazione di prova; i circuiti integrati sequenziali (contatori, registri a scorrimento, eccetera) danno invece luogo a qualche difficoltà. Ciò è dovuto al fatto che un circuito di tipo sincrono varierà contemporaneamente lo stato di parecchi piedini e, se le sensibilità d'ingresso sono diverse (Cin collegato con il resistore di carico), i fianchi dei segnali agli ingressi di conteggio positivi e negativi potranno interferire tra loro in maniera talmente sfavorevole da non garantire il medesimo comportamento da parte di tutti i contatori.

Dovrà essere perciò generata una configurazione di prova che, analogamente a quanto avviene con il codice Gray, modifichi un solo bit ad ogni permutazione. Questo scopo viene ottenuto mediante un circuito "latch" indirizzabile con il quale, ad ogni impulso di clock, verranno fatti avanzare di un passo sia il registro a scorrimento che il contatore degli indirizzi.

Osservando il diagramma di *figura 2* è possibile notare che la forma del segnale su ciascuna uscita del latch corrisponde al segnale d'ingresso prolungato di 4 volte, mentre l'impulso dell'uscita Qn è successivo a quello dell'uscita Qn+1.

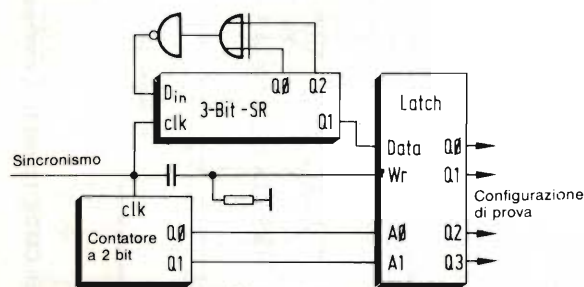
Nel controllo di contatori a stadi multipli, o di registri a scorrimento, verrà emesso, nel caso più favorevole, un impulso di reset dopo n impulsi di clock (n = numero delle celle del registro a scorrimento); gli stadi a posizio-

ne più elevata non potranno perciò essere controllati. Questo inconveniente può essere evitato collegando a massa i piedini di reset del circuito integrato di riferimento e di quello in prova. Un comparatore a 4 bit confronta gli indirizzi del latch con un numero programmabile (numero del piedino di reset) ed in caso di uguaglianza pone a "0" gli ingressi dei dati del latch .

Un registro a scorrimento produce la configurazione di prova primaria

IC14 è un registro a scorrimento a 18 stadi (4006), con il quale viene prodotta la configurazione di prova primaria (*figura 3*). Come descritto in precedenza, il numero minimo di registri dovrà essere 15, in modo che sia possibile ottenere tutte le combinazioni necessarie. Nel registro a scorrimento sono tuttavia disponibili soltanto le uscite 4, 5, 8, 9, 10, 12, 13, 14, 16, 17 e 18 (secondo lo schema dei collegamenti). Il bit 15 manca e, nel caso di un registro a scorrimento a 16 stadi, la retroazione (1, 3, 12, 16) necessaria per la massima durata del ciclo sarebbe troppo complicata e comunque non completamente disponibile. Per un registro a scorrimento con 17 stadi, la retroazione è (5 12) 17, per 18 bit è (7 11) 18 e per 18 bit.

IC14 viene collegato come registro a scorrimento a 17 stadi con durata di ciclo pari a $2^{17}-1 = 131.071$ (retroazione 12 e 17).

Fig. 2. Come avviene la generazione della configurazione di prova per un registro a scorrimento da 3 bit con quattro uscite.

In un ciclo completo, la combinazione di piedini "tutti alti" per i 14 punti di prova viene cioè prodotta 7 volte e qualsiasi altra combinazione viene prodotta 8 volte. Poichè il registro a scorrimento non ha un ingresso di reset, durante i primi 100 ms dopo il collegamento dell'alimentazione (circuito ritardatore RC da 100 kΩ/1 μF ed interruttore S1 in posizione "RUN"), viene posto a livello "0" l'ingresso dati seriali, producendo così l'azzeramento del circuito.

Il contatore IC11 viene fatto avanzare in sincronismo con il registro a scorrimento; questo contatore produce gli indirizzi 0...15 per i due latch indirizzabili da 8 bit (IC3 ed IC4). Viene contemporaneamente effettuato un confronto tra gli indirizzi contenuti nel comparatore da 2 x 4 bit (IC12) ed il numero binario impostato con il commutatore di preselezione. In caso di equivalenza, viene posto a livello "0" uno degli ingressi (piedino 4 di IC15) della porta NOR. All'altro ingresso di questa porta NOR verrà collegato l'ottavo bit del registro a scorrimento; questo ottavo bit, viene anche applicato al pilota del LED "prova". Se il registro a scorrimento dovesse assumere, a causa di un difetto, la configurazione "tutti i bit a livello alto", ossia se dovesse verificarsi un "inceppamento", il LED "prova" si spegnerebbe.

Nonostante siano necessari soltanto 14 indirizzi per i latch, per motivi di semplicità il contatore è collegato in modo asincrono, e ciò aumenta la durata della prova del 6,6 %. Il fronte di commutazione negativo del segnale di clock del registro a scorrimento viene differenziato in modo da formare l'impulso di scrittura (circa 600 ns). L'uscita di ciascun latch pilota, tramite resistori in serie (24 x 10 kΩ), uno dei piedini dell'integrato in prova ed uno dei piedini di quello di riferimento, ovviamente il medesimo piedino per entrambi. Il valore dei resistori dipende dalla frequenza di clock e dal "fan out" del latch, nonchè dalla massima corrente d'uscita del campione in prova. I resistori formano, insieme con la capacità d'ingresso dell'integrato e quelle proprie del circuito, un filtro passa-basso che può provocare notevoli variazioni della fase.

L'addizione delle uscite delle porte OR-esclusivo avviene mediante i circuiti integrati multifunzione IC5 (collegato come porta OR ad 8 ingressi) ed IC6, che è collegato come OR/NAND/uscita a tre stati. Se l'uscita di una delle porte OR-esclusivo va a livello "1", cioè se il campione in esame è diverso da quello di riferimento, viene acceso il corrispondente LED, mentre l'uscita J di IC6 passa al livello logico "0". In questo modo viene provocata la commutazione del flip flop R/S, che pilota il LED di "errore" oppure viene fermato il funzionamento del generatore di clock (a seconda della posizione del commutatore RUN/STOP).

Il trigger di Schmitt IC10, collegato come oscillatore (piedini 4...6), oscilla a circa 400 kHz. Di conseguenza viene ottenuta una durata massima della prova che può essere calcolata con la seguente formula:

$$T_{Test} = \frac{1}{f_{clk}} \cdot (2^{17} - 1) \cdot 16 \approx 5{,}24 \text{ s}$$

Durante questo tempo viene controllato completamente e con sicurezza (8 volte di seguito) un circuito integrato di tipo combinatorio. Nei circuiti integrati sequenziali, la frequenza di clock a ciascun piedino potrà essere calcolata con la seguente formula:

$$f_{Pin\,i} = \frac{2^{17-2}}{T_{Test}} \approx 6{,}25 \text{ kHz};$$

Un contatore binario a 14 stadi eseguirà, per esempio, un intero ciclo di conteggio in 2,6 s (2^{17-2}) è il totale dei fronti di commutazione positivi e negativi durante un ciclo completo di conteggio).

Osservando il diagramma di *figura 4*, è possibile constatare che contatori e registri a scorrimento vengono fatti avanzare in sincronismo, mentre l'in-

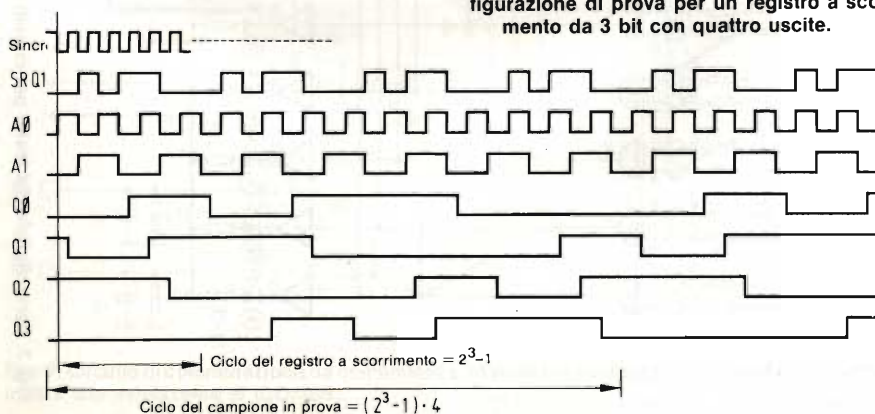
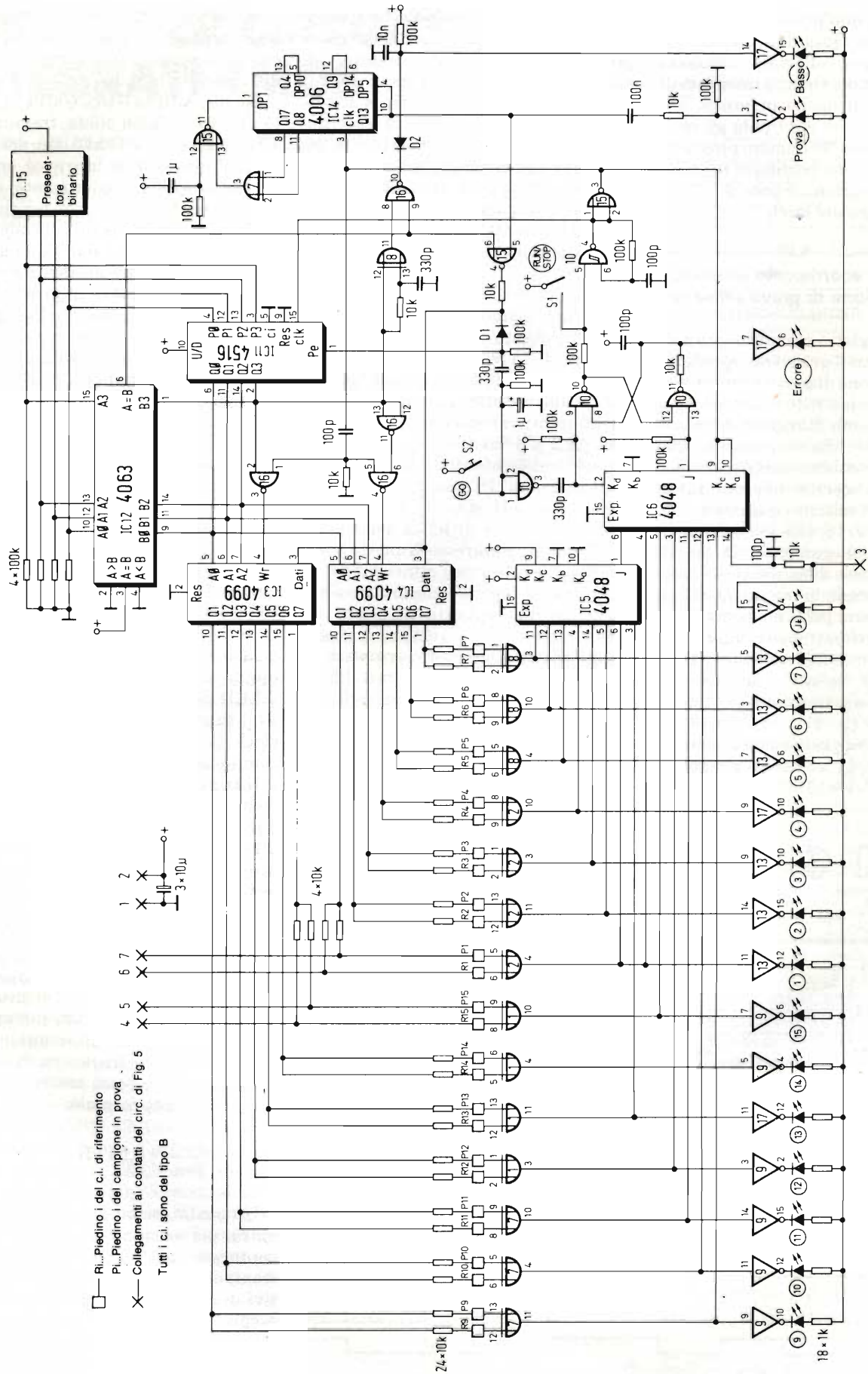
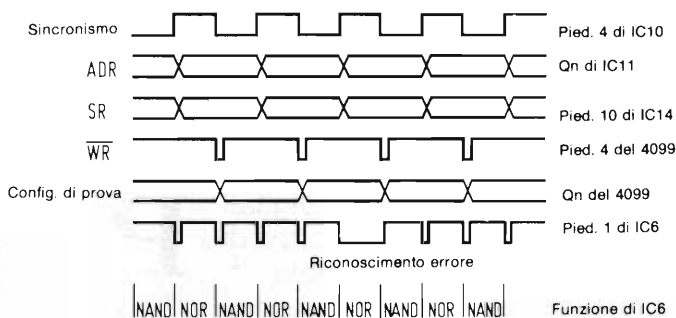



Fig. 3. Parte digitale del tester per circuiti integrati CMOS. I punti 1...7, contrassegnati da una crocetta, servono alla commutazione 14/16 piedini.

Fig. 4. Diagramma dell'andamento degli impulsi nel registro a scorrimento, nei latch e nel circuito sommatore di figura 3.

serzione dei dati nei latch avviene soltanto con il fronte negativo degli impulsi di clock. Dopo l'addizione di tutte le porte OR-esclusivo, avverrà una nuova analisi (IC6 collegato secondo la configurazione di porta NOR) mezzo impulso di clock più tardi, e perciò saranno sempre disponibili dati stabili per la successiva elaborazione. Durante la commutazione della funzione (NAND/NOR) appaiono al piedino 1 di IC6 impulsi di breve durata (circa 300 ns), che vengono eliminati da un circuito R-C composto da un resistore da 10 kΩ e da un condensatore da 100 pF.

Quando l'interruttore "RUN/STOP" è aperto, viene interrotta la funzione di riconoscimento degli errori da parte dell'oscillatore, vengono bloccati il contatore ed il registro a scorrimento (il LED "prova" si spegne), mentre si accendono i LED relativi ai punti in cui i livelli del campione di riferimento e di quello in prova non corrispondono. Con il pulsante S2 ("GO") sarà possibile resettare ancora il flip flop R/S. I fronti di commutazione negativi del segnale al piedino 3 di IC10 verranno differenziati e contemporaneamente il piedino 10 passerà al livello "1" ed IC6 (fino a questo istante collegato come porta NOR) assumerà la funzione di buffer a tre stati, in modo da isolare l'errore e permettere una commutazione del flip flop.

Anche i fronti positivi applicati al pulsante "GO" vengono differenziati, in modo da produrre un impulso di preset per il contatore degli indirizzi; viene anche applicato, tramite il diodo D1, un livello "1" all'ingresso dati del latch. Ciò è necessario per il seguente motivo: quando dovranno essere confrontati tra loro due contatori, sarà necessario che entrambi partano dal medesimo stato iniziale. E' possibile ottenere questo scopo (se non è disponibile un ingresso di preset) soltanto tramite l'ingresso di reset. Se il commutatore di preselezione è stato regolato per il numero del piedino di reset, dopo che è stato azionato il pulsante "GO" il contatore degli indirizzi assumerà lo stato corrispondente a questo numero ed invierà un "1" al latch indirizzato: di conseguenza i due contatori assumeranno il medesimo stato (salvo che non sia già stato rilevato un errore).

Il LED "basso" segnala che è stato impostato sul commutatore di preselezione un altro punto di prova (eccettuati 0 oppure 8) e che questo piedino ha il livello logico "0". In corrispondenza ad ogni cambiamento di stato di Q3 del contatore degli indirizzi (da 7 ad 8 e da 15 a 0) viene generato un impulso positivo (circa 3 μs) mediante la porta OR-esclusivo (piedino 11 di IC8). Se, durante questo intervallo, il secondo ingresso della porta NAND è a livello "1", cioè se l'indirizzo corrisponde con quello impostato sul preselettore, il condensatore da 10 nF viene scaricato tramite il diodo D2 e si spegne il LED "basso". In tutte le altre posizioni del commutatore (1...7 e 9...15), il condensatore viene caricato tramite il resistore da 100 kΩ ed invia un livello "1" al pilota del LED.

L'amplificatore operazionale IC19 (piedini 8...10) di *figura 5* funziona come comparatore e confronta la caduta di tensione ai capi del resistore da 100 kΩ (collegato in parallelo ad un condensatore da 100 pF) con la tensione di riferimento ricavata dalla tensione di alimentazione (Vb - 5%). Se nel piedino 16 del circuito integrato di riferimento passano più di circa 7,5 μA, l'uscita dell'amplificatore operazionale è a livello basso e scarica, tramite il diodo D3, il condensatore da 0,1 μF. Di conseguenza, anche l'uscita del successivo operazionale andrà a livello basso e si accenderà il LED "16 piedini"; l'interruttore analogico IC18 chiuderà i contatti X - X0 ed Y - Y0.

La corrente di alimentazione per i circuiti integrati da confrontare passa attraverso i resistori da 470 Ω e gli interruttori analogici. Il condensatore da 100 pF elimina i disturbi indotti dalla frequenza di clock nel conduttore collegato al contatto R16. Il circuito di ritardo formato dal resistore da 1 MΩ e dal condensatore da 0,1 μF evita una commutazione prematura nel caso che, durante il controllo, la configurazione di prova sia corrispondente alle uscite del circuito integrato: in questo caso, la corrente sarà talmente ridotta da resettare il primo operazionale. Se il piedino 16 non è collegato, saranno chiusi gli interruttori analogici che collegano X ed X1 e rispettivamente Y ed Y1.

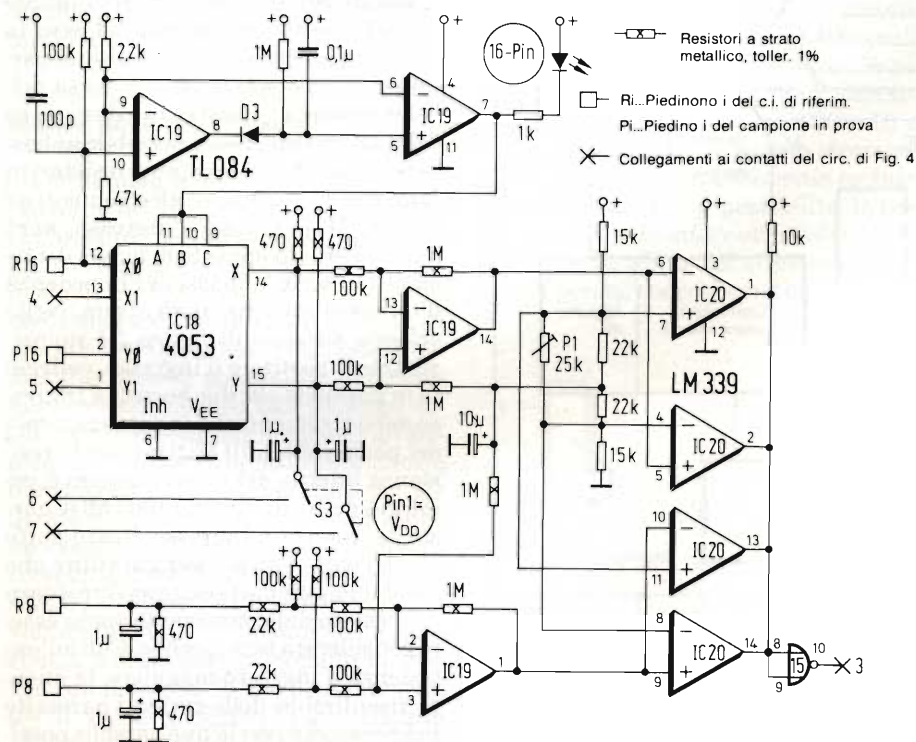



Fig. 5. Circuito di commutazione da contenitore a 14 piedini a contenitore a 16 piedini, che effettua inoltre una valutazione di IDD/ISS.

(continua)

MULTIMETRO DIGITALE

di Lutz Findeisen, Hans Wollner

Per utilizzare nel migliore dei modi uno dei millivoltmetri digitali con display LCD attualmente disponibili in commercio in forma di moduli premontati o da montare, questo articolo presenta un circuito di adattamento per la misura di cinque grandezze elettriche fondamentali: tensione continua ed alternata, corrente continua ed alternata e resistenza. Sono indicati i valori efficaci della corrente e della tensione alternata, anche se la forma d'onda non è sinusoidale. È anche possibile effettuare misure in dB.

Fig. 1. Dal voltmetro digitale al multimetro: schema a blocchi dei gruppi funzionali necessari.

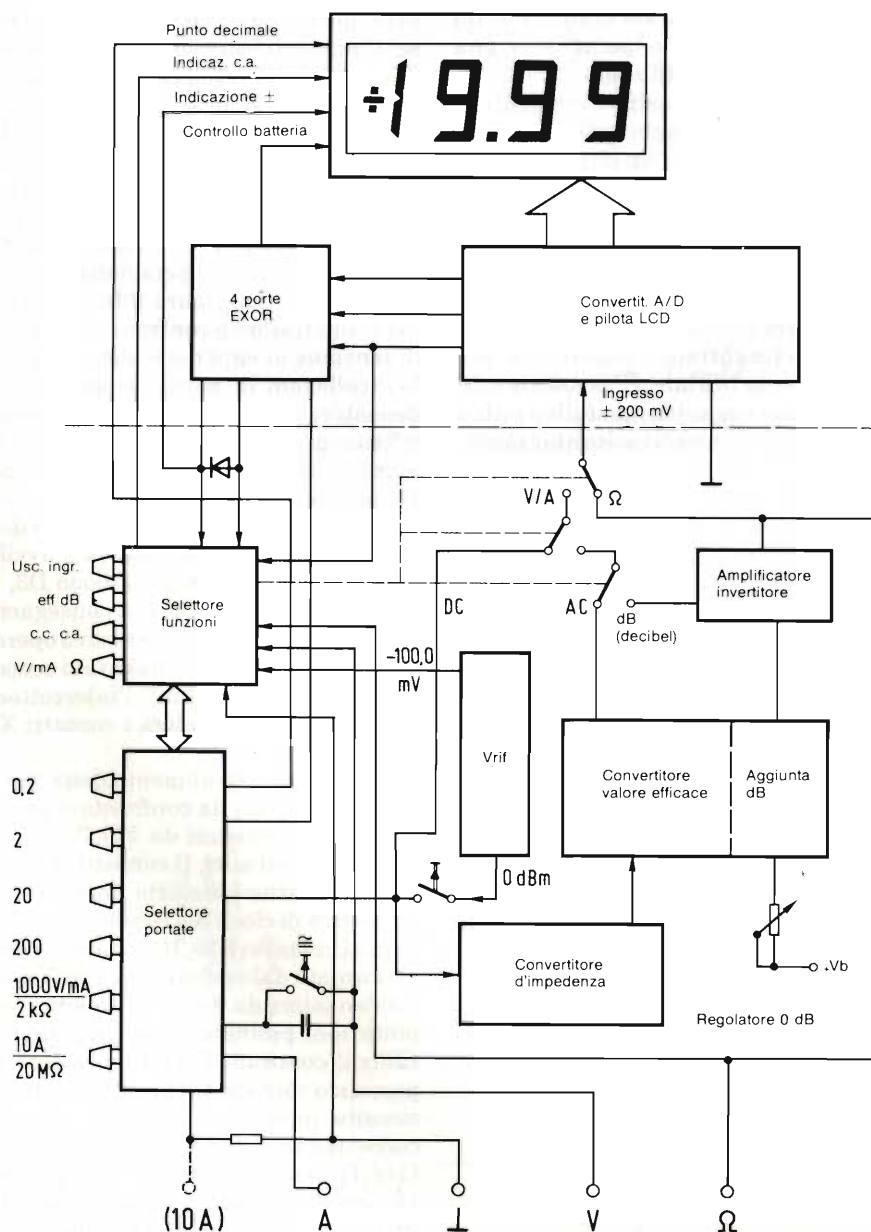
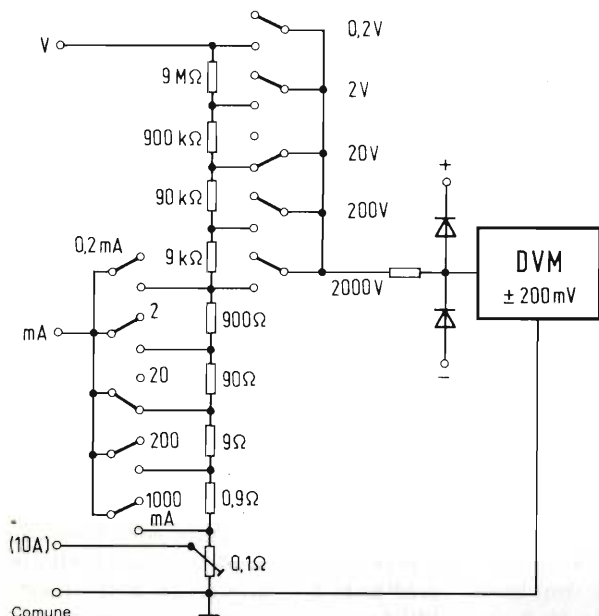
Per la costruzione di questo strumento è possibile utilizzare un millivoltmetro digitale di qualsiasi tipo, che abbia una tensione a fondo scala di 200 mV, una resistenza d'ingresso di 1000 MΩ o più ed un display LCD. Questo millivoltmetro è disegnato nella parte superiore dello schema a blocchi di *figura 1*.

Mediante un opportuno contatto del commutatore di portata potrà essere variata la posizione del punto decimale. I segmenti del segno che precedono la prima cifra potranno essere utilizzati per indicare le tensioni positive, negative od alternate (mediante un doppio punto lampeggiante).

La caratteristica più interessante di questo strumento è la possibilità di misurare il valore efficace di tensioni alternate non sinusoidali, grazie al componente rettificatore a valore efficace AD 636.

Misura delle tensioni e delle correnti continue

Le tensioni continue possono essere misurate con il millivoltmetro digitale semplicemente applicando ad esso la grandezza da misurare, tramite un partitore di tensione. Infatti, a causa dell'elevatissima resistenza d'ingresso dello strumento, non è possibile abbassare la sensibilità mediante resistori in serie come avviene per gli strumenti ad indice. Il partitore d'ingresso avrà quindi l'effetto opposto di quello dei resistori in serie: abbasserà l'impedenza d'ingresso anzichè aumentarla. Nello schema parziale di *figura 2* è rappresentato il partitore d'ingresso, collegato in parallelo alle due boccole d'ingresso dello strumento. La resistenza totale del partitore è di 10 MΩ (mentre la resistenza interna del millivoltmetro è, come già detto, di almeno 1000 MΩ): questa resistenza d'ingresso è però sufficientemente elevata per garantire che nella maggior parte delle misure il carico formato dallo strumento possa essere considerato trascurabile. Con un'impedenza d'ingresso maggiore, la misura risentirebbe delle correnti parassite nei resistori e perciò non sarebbe possibile garantire una sufficiente precisione.

Le correnti continue fino a 2 A posso-

◀ **Fig. 2. Partitore d'ingresso resistivo per la misura delle tensioni e delle correnti continue.**

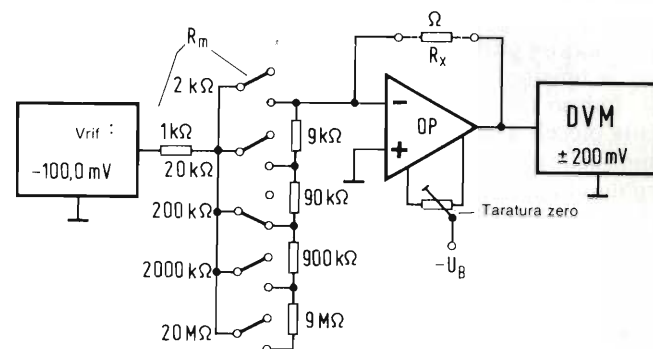



Fig. 3. La misura esatta delle resistenze viene garantita dal generatore di tensione costante e da un amplificatore operazionale.

no passare direttamente attraverso lo strumento, sviluppando la caduta di tensione occorrente per la misura ai capi dei quattro resistori di valore più basso del partitore. È possibile anche misurare correnti fino a 10 A, grazie al resistore shunt da 0,1 Ω, ultimo in basso della serie di resistori del partitore. Quando si debbano misurare tensioni superiori a 100 V, è necessario astenersi dal commutare sotto carico la portata dello strumento, per evitare la formazione di scintille ai contatti del commutatore.

Misura delle resistenze

Per la misura delle resistenze, viene prodotta nel circuito una tensione di riferimento assolutamente costante. Per convertire il valore misurato in un livello in millivolt corrispondente alla resistenza e compreso nella portata di 200 mV dello strumento, esistono in realtà due diverse possibilità: utilizzare una corrente oppure una tensione costante. Un fattore che si oppone all'impiego di una corrente costante è la forte dipendenza dalla temperatura del generatore di corrente, che renderebbe necessario un complesso sistema di compensazione. Come è possibile osservare in *figura 3*, in questo strumento viene effettuata la misura della resistenza utilizzando un circuito di tipo ben collaudato ed in uso da molto tempo. Il valore resistivo viene ottenuto utilizzando la seguente formula:

$$V_A = V_{rif} \cdot \frac{R_X}{R_m}$$

che, applicata all'amplificatore operazionale invertente, permette di ottenere una tensione d'uscita V_A proporzionale alla resistenza R_X del resistore da misurare, che verrà indicata dal millivoltmetro digitale. Una caratteristica favorevole di questo circuito è che la tensione applicata ai capi del componente sotto misura non supera mai il valore massimo di 200 mV. Sarà perciò possibile misurare anche componenti collegati in un circuito senza dissaldarli, perchè la tensione di 200 mV è inferiore alla tensione di soglia di eventuali componenti a semiconduttore. Sono tecnicamente possibili anche portate ohmmetriche molto basse (200 mΩ) o molto alte (20 MΩ). In questo strumento sono state consapevolmente escluse entrambe queste due possibilità: la prima per non aumentare oltre il dovuto la corrente assorbita dal circuito e la seconda perchè cadrebbe nel campo delle misure di isolamento piuttosto che in quello delle misure di resistenza.

Misura del valore efficace delle tensioni alternate

In *figura 4* è illustrato il funzionamento di massima di un circuito per la misura del valore efficace di tensioni alternate. Il componente AD 636, a causa della sua resistenza d'ingresso molto bassa, non può essere direttamente collegato al partitore d'ingresso, ma il collegamento dovrà essere fatto tramite un convertitore d'impedenza consistente nell'amplificatore operazionale che garantisce un'impedenza d'ingresso dell'ordine dei TΩ (tera = 10 elevato alla dodicesima potenza). Per comprendere i limiti di questo componente è necessario definire un importante concetto, cioè il fattore di cresta (C).

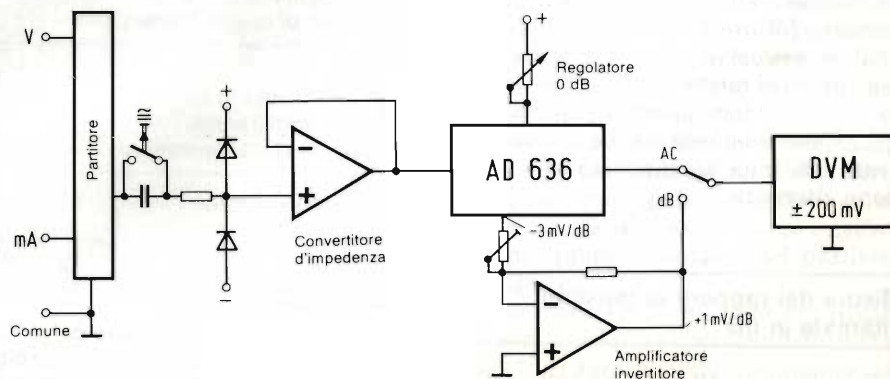



Fig. 4. Questo schema chiarisce il funzionamento della misura del valore efficace.

Viene definito fattore di cresta il rapporto tra il valore di picco ed il valore efficace di una grandezza periodica:

$$C = \frac{I_P}{I_{eff}} \quad \text{oppure} \quad C = \frac{V_P}{V_{eff}}$$

La maggior parte delle forme d'onda, come le tensioni sinusoidali o triangolari, hanno fattori di cresta relativamente piccoli. Onde di tipo impulsivo, come quelle presenti negli alimentatori a commutazione o nei circuiti digitali, hanno invece fattori di cresta molto elevati. Nel caso di onde ad impulsi rettangolari, esiste una semplice relazione tra rapporto impulso/pausa e fattore di cresta:

$$C = \frac{1}{\sqrt{\eta}}; \quad V_{eff} = V_P \cdot \sqrt{\eta}$$

η (lettera greca "eta") è il rapporto impulso/pausa.

Il valore di η viene ottenuto dividendo la durata dell'impulso per la durata del periodo (durata dell'impulso più durata della pausa). Il convertitore d'impedenza illustrato in figura 4 potrà elaborare ottimamente impulsi positivi con ampiezza massima di 1,8 Vp. Il massimo fattore di cresta che sarà possibile misurare con l'indicazione di 200 mVeff sullo strumento digitale sarà perciò:

$$C = \frac{V_P}{V_{eff}} = \frac{1{,}8\ V}{0{,}2\ V} = 9$$

Questo è il valore massimo del fattore di cresta che può avere un'onda per poter essere misurata con questo circuito. Questa limitazione vale comunque soltanto per impulsi positivi, quando venga premuto il pulsante "~". In caso di rapporti impulso/pausa molto elevati, il disaccoppiamento capacitivo non potrebbe essere ulteriormente efficace: in questo caso, non sarà più nemmeno necessario premere questo pulsante. Il massimo fattore di cresta misurabile è limitato esclusivamente dall'aumento degli errori di misura dell'AD 636. Inoltre, quando viene premuto il pulsante "~", viene misurata anche la componente continua sovrapposta alla tensione alternata.

Misura dei rapporti di tensioni alternate in dB

La misura in dB consiste nella definizione di un rapporto di tensioni, invece che di una tensione effettiva. Poichè l'AD 636 contiene anche un amplificatore logaritmico, è possibile la misura di livelli in dB, con un campo di misura pari a 60 dB. Il valore di riferimento per il rapporto di tensione può essere liberamente predisposto, ma di solito questo valore è di 0,775 V, che corrisponde al livello di riferimento di 0 dBm. È necessario tenere presente che la misura in dB dipende dalla temperatura e dalla tensione di alimentazione, e perciò prima di ogni misura sarà necessario aggiustare il valore di riferimento mediante il potenziometro "0 dB".

Schema completo dello strumento

Tutti gli elementi sinora descritti verranno uniti tra loro secondo lo schema illustrato in *figura 5*.

I resistori rappresentati con linee tratteggiate ed il fusibile da 16 A dovranno essere montati soltanto quando lo strumento dovrà essere predisposto anche per la portata di 10 A. Il ponticello tratteggiato, che unisce Ta2 ad S8 ha la seguente funzione: collegare direttamente, nelle portate di tensione e corrente continua, il voltmetro digitale ad elevata resistenza d'ingresso al partitore d'ingresso; in questo modo avrà piena utilizzazione il circuito di azzeramento automatico dell'ICL 7106. Allo scopo di permettere una precisa compensazione dell'offset anche usando voltmetri di bassa resistenza interna, l'uscita (piedino 6) del convertitore d'impedenza (IC3), contraddistinta dalla sigla M1 sullo schema, dovrà essere collegata ad S8 mediante un ponticello separato.

I due resistori a strato metallico R21 ed R22, collegati al punto di misura M2, riducono il valore della tensione di riferimento (-100 mV) al livello necessario per la taratura a 0 dB (-77,5 mV). Con il pulsante Ta2 premuto, sarà possibile regolare la tensione a questo valore, mediante P7. Allo scopo potrà essere utilizzata anche una qualsiasi tensione d'ingresso. La funzione di IC7 garantisce che, nella misura in dB, venga sempre pilotato il terzo punto decimale, indipendentemente dalla posizione dei commutatori S1...S6. La massima precisione di misura che è possibile ottene-

Caratteristiche tecniche dello strumento

Campo di variazione della tensione di alimentazione *:	*da 7 a 12 V (valore tipico 6,5 V)*
Corrente assorbita:	*circa 3 mA*
Campo di variazione della temperatura di esercizio:	*da 5 a 35 °C*
Display:	*3 cifre e 1/2*
Portata del millivoltmetro digitale:	*da 0 a ± 199,9 mV*

Misure possibili con il multimetro digitale	Errore massimo in % del valore misurato	Protezione sovraccarico	Resistenza d'ingresso d'ingresso
Tensione e corrente continua (6 portate) **:	*±0,5% + 1 cifra*	*1000 V*	*10 MΩ*
Tensione e corrente alternata (6 portate) ** Fino a 10 mV e 10 kHz Fino a 100 mV e 40 kHz Fino a 200 mV e 100 kHz Con fattore di cresta 6 ulteriore	*± 1% + 5 cifre ± 0,5%*	*750 V*	*10 MΩ*
Decibel 7 mV - 300 mV_{eff} *Errore di temperatura* Dipendenza dalla tensione di alimentazione	*± 0,5 dB +0,5%°C ca. 1%V*	*750 V*	*10 MΩ*
Resistenza (5 portate)	*±0,5% + 1 cifra*	*100 V - (a circa 25 V interviene il fusibile da 32 mA!)*	

* Per migliorare la separazione galvanica con l'oggetto della misura, è consigliabile l'alimentazione a batteria. Il multimetro digitale dovrà funzionare alla normale temperatura ambiente (circa 20 °C). Se l'aria è molto umida, potranno aver luogo errori di misura di valore indefinito.

** Nella misura delle correnti, la resistenza interna dello strumento corrisponde al valore dei resistori inseriti di volta in volta in parallelo (Rm).

Fig. 5. Schema completo del multimetro digitale.

re nel campo dei dB, sarà di conseguenza pari a 0,1 dB.

Costruzione dello strumento

Il multimetro digitale potrà essere montato sui due circuiti stampati la cui disposizione dei componenti è riportata in *figura 6*.

Sul lato rame del circuito stampato più grande (che contiene la maggior parte dei componenti) dovranno essere saldati sei ponticelli in trecciola di rame isolata, che collegheranno tra loro i punti contrassegnati dalla medesima lettera (u...z). Questi ponticelli non sono visibili sul disegno di figura 6. Sempre sul lato rame dovranno essere montati i diodi D10 e D11 che fanno parte del circuito di protezione per le portate di misura delle correnti. Se nello strumento dovrà essere compresa la portata di 10 A, sarà necessario montare sul lato rame anche il fusibile automatico da 16 A. Per questa portata di misura, i cavi di collegamento ai puntali dovranno avere una sezione opportunamente maggiorata.

Sul disegno della disposizione dei componenti è possibile osservare che la tastiera del selettore d'ingresso è montata su un piccolo circuito stampato separato. Questa soluzione facilita i collegamenti ai commutatori e permette anche di mantenere le piste ad una distanza tale da non provocare scariche o scintille durante la misura di elevate correnti o tensioni. Questo circuito stampato dovrà essere montato con le piste di rame rivolte verso l'alto. Alle tre piazzole laterali di questa basetta dovrà essere saldata ad angolo retto una lastrina di sottile lamierino metallico che servirà da schermo contro l'induzione di disturbi durante le misure in c.a. Per avere la possibilità di sostituire in seguito i condensatori per la compensazione di frequenza (C16...C19), questi saranno montati all'esterno del lamierino di schermatura. Il lamierino servirà anche per il collegamento alla boccola d'ingresso "massa". Alle tre piazzole restanti sul lato frontale del circuito stampato dovranno essere saldati i fili per i collegamenti al circuito stampato principale. Sul circuito stampato piccolo dovranno essere montati anche quattro resistori del partitore d'ingresso.

Per evitare la formazione di correnti vaganti, che potrebbero rendere imprecisa la misura, il circuito stampato della sezione d'ingresso dovrà essere accuratamente ripulito dai residui di saldatura mediante un adatto solvente e poi

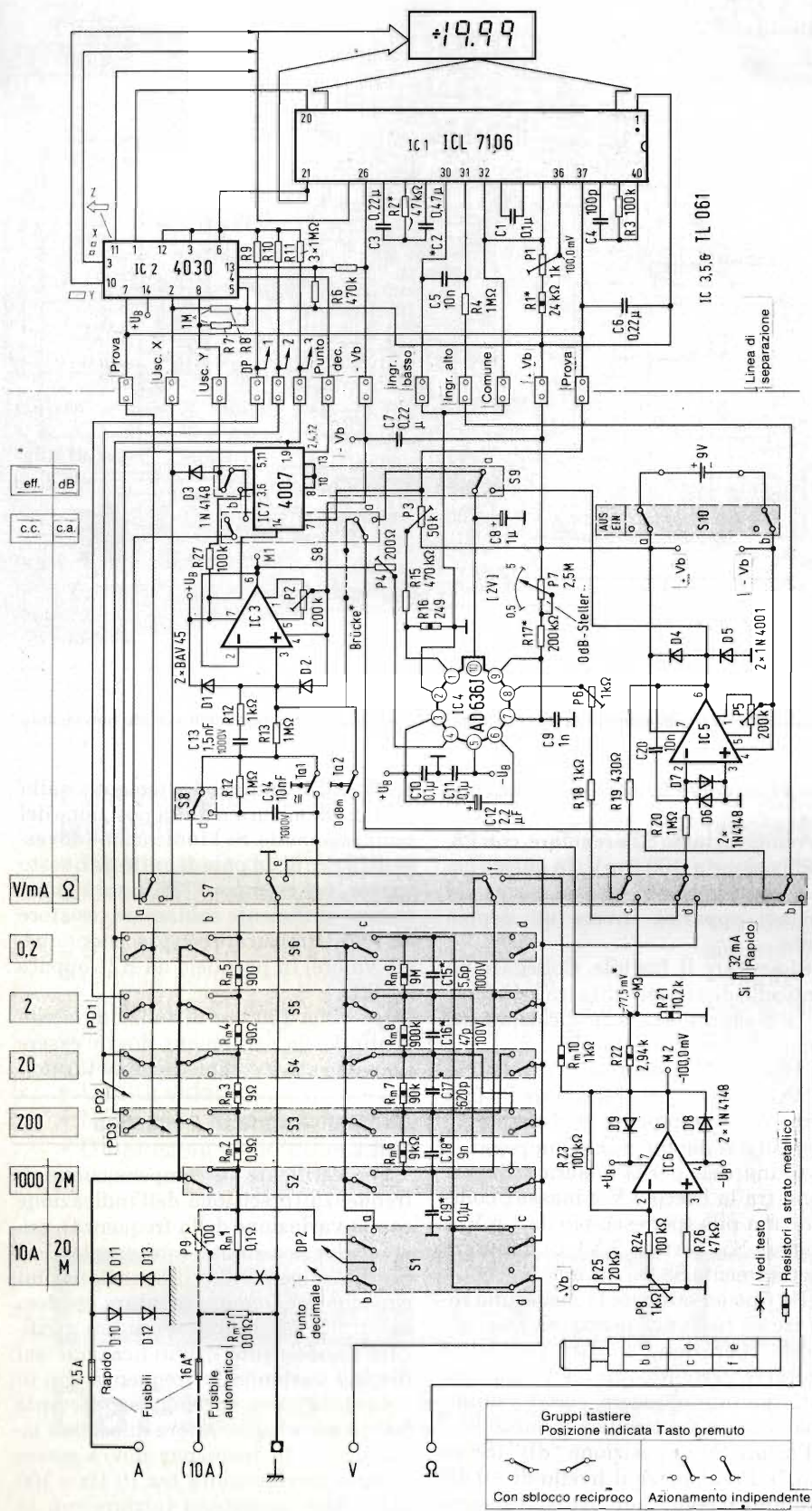
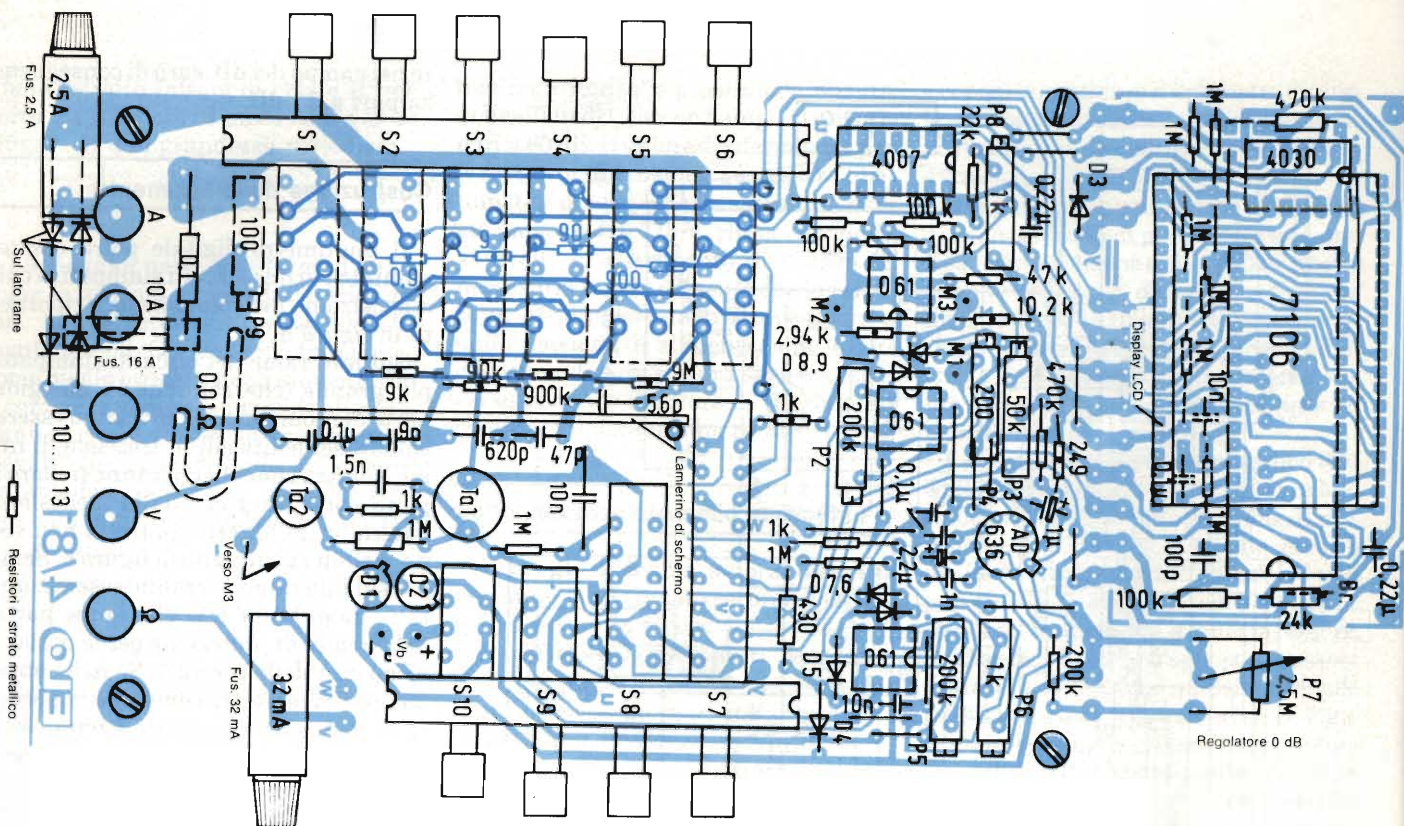



Fig. 6. Disposizione dei componenti sui circuiti stampati. Attenzione alla seconda basetta con il commutatore ed ai ponticelli sul lato non visibile.

verniciato con una lacca ad elevato isolamento.

Taratura dello strumento

Prima di collegare la batteria di alimentazione, sarà opportuno effettuare un accurato controllo del montaggio.

Portare i cursori di tutti i potenziometri in posizione centrale ed infine collegare la batteria, misurando immediatamente la corrente assorbita, che dovrà essere di circa 3 mA. Per la taratura sarà necessario utilizzare uno strumento campione molto preciso. Con questo strumento dovrà essere misurata la tensione al piedino 36 di IC1 (100,0 mV esatti): questo valore verrà ottenuto regolando il potenziometro P1. Le successive operazioni di taratura dovranno seguire punto per punto il seguente ciclo, che dovrà essere ripetuto più volte fino ad ottenere i migliori risultati possibili:

1. Disporre S7 in posizione V/mA e cortocircuitare tra loro le boccole d'ingresso V e massa: il display dovrà indicare ± zero.
2. Premere il tasto S6. Smontare il fusibile da 32 mA e posizionare S7 su "Ω". Collegare la boccola "V" al comune dell'alimentazione, per esempio ad S7 e collegare il punto di misura M1 alla boccola d'ingresso "Ω" e regolare P2 fino ad ottenere la cifra di 0 V sul display.
3. Premere il tasto S2 e regolare, con P8, l'indicazione a -100,0 mV. In questo caso, il segno "meno" non apparirà sul display; apparirà invece un doppio punto.
4. Rimontare il fusibile. Collegare un ponticello di cortocircuito tra le boccole "Ω" e massa. Portare l'indicazione del display a zero mediante P5.
5. Disporre S7 in posizione "V/mA", S8 su "c.a.", S9 su "eff.". Regolare P3 fino ad ottenere un'indicazione di zero V, in modo che il doppio punto lampeggi.
6. All'ingresso per la misura delle tensioni (tra la boccola V e massa), collegare una pila (per esempio da 1,5 V) e premere S5 (portata 2 V). Commutare ripetutamente S8 tra c.a. e c.c., regolando P4 fino ad ottenere la medesima indicazione nelle due posizioni. Durante questa operazione, il tasto Ta1 dovrà rimanere premuto, oppure i suoi contatti dovranno essere cortocircuitati mediante un ponticello.
7. Portare S9 in posizione "dB" (S8 su "c.a."). Predisporre il livello di +0 dB mediante il regolatore "0 dB". Premere il tasto S4 (portata 20 V) e regolare l'indicazione del display a -20,0 dB mediante P6.
8. Staccare la pila da 1,5 V e portare S9 in posizione "eff". Mantenere premuto il pulsante Ta2. Il display indicherà il valore 775, indipendentemente dalla portata di misura o dalla posizione del punto decimale. Se l'indicazione dovesse differire di un paio di unità da questo valore (per esempio "777"), sarà quasi sempre sufficiente saldare un resistore da 100 kΩ (misurare con precisione questo valore) in parallelo ad R21 oppure ad R22.

Dopo circa 100 ore di funzionamento continuo, lo strumento dovrà essere nuovamente e completamente tarato.

Compensazione di frequenza

Per verificare la compensazione di frequenza (precisione dell'indicazione con la variazione della frequenza), esistono due possibilità: misurare i valori necessari per C16...C19 mediante un capacimetro, oppure montare condensatori con valore approssimato e verificare l'andamento dell'indicazione sul display variando la frequenza con livello della tensione d'ingresso costante (mediante un generatore di segnali sinusoidali); la frequenza dovrà essere variata in continuità tra 10 Hz e 100 kHz. Sarà opportuno iniziare con la messa a punto della portata di 1000 V (S2), variando il valore di C19 fino ad ottenere una risposta lineare con la variazione della frequenza; proseguire con la portata immediatamente inferiore (S3 e C18) e così via.

GENERATORE DI SEGNALI VIDEO PER LABORATORIO ED ASSISTENZA TV

di Hubert Reelsen - Parte quarta

Nelle prime tre parti di questo articolo sono stati pubblicati gli schemi ed i circuiti stampati necessari per la costruzione dello strumento. Nella quarta parte verranno descritti i procedimenti di taratura ed un circuito supplementare generatore di segnale "multiburst".

I resistori necessari per formare le componenti Y, U e V del segnale FBAS dovranno essere montati in posizione verticale sul circuito stampato. I terminali superiori verranno collegati tra loro mediante uno spezzone di filo nudo (*figura 15*). Fi1 ed Fi2 sono i filtri della frequenza portante da 10,7 MHz, con intervallo tra i piedini di 10 mm. Il contrassegno colorato di Fi1 è rosa, quello di Fi2 è blu. La loro frequenza di risonanza viene ridotta a 4,43 MHz mediante condensatori collegati esternamente in parallelo. Esiste la possibilità di montare per errore Fi1 invertito, in quanto il componente ha tre piedini simmetrici da ciascun lato. L'errore potrà essere rilevato mediante un ohmmetro, in quanto in caso di collegamento errato il circuito risulterà chiuso da una parte soltanto.

Sul circuito stampato principale, parecchi componenti dovranno essere collegati tra loro mediante cavetti schermati: la calza di schermo di questi cavetti dovrà essere collegata a massa ad una sola delle due estremità (*figura 16*). L'impiego di conduttori non schermati potrebbe avere come conseguenza la captazione di segnali video.

La tastiera (disposizione dei componenti in *figura 17* nella terza parte) dovrà essere opportunamente fissata, mediante distanziali, dietro al pannello frontale dello strumento, ad una distanza di 5 mm. I tasti ed i LED dovranno sporgere verso l'esterno attraverso adatte forature e cave praticate sul pannello.

Taratura

Per eseguire la taratura del generatore di barre di colore sarà indispensabile utilizzare un oscilloscopio con larghezza di banda di almeno 10 MHz munito di puntale a capacità ridotta (1:10; 10 MΩ/10 pF). La misura, specialmente alla frequenza della portante colore, potrà dare risultati alterati anche del 50 %, a causa dell'elevata capacità del puntale 1:1. Nei semplici puntali autocostruiti, la somma delle capacità d'ingresso con la capacità del cavo, raggiunge talvolta valori fino a 100 pF.

La frequenza dell'oscillatore di clock potrà essere misurata mediante un frequenzimetro digitale, regolando C5 in modo da ottenere una frequenza di 10.000 kHz precisi. Il frequenzimetro digitale dovrà essere collegato al piedino 1 di IC1. La frequenza esatta della portante colore (4,433619 MHz) potrà essere regolata mediante C17. In quest'ultimo caso, il frequenzimetro digitale dovrà essere collegato all'emettitore di T14 o di T13, dove è possibile anche misurare l'ampiezza della portante; quest'ultima potrà essere tarata al suo valore massimo mediante il nucleo regolabile di Fi1. Fi2 dovrà essere regolato in modo che la separazione tra le barre di colore sia più netta possibile. Questo verrà indicato anche dalla separazione senza interruzioni tra gli oscillogrammi dei segnali relativi alle singole barre di colore. Dovrà poi essere regolata la corretta ampiezza della componente colore, portando alla medesima ampiezza il livello del bianco ed il valore di picco del segnale della barra del colore giallo (*figura 18*).

P1 e P2 regolano la soppressione della portante colore. Poichè, a causa dell'impedenza di carico (Fi2) comune ad entrambi i modulatori, vengono sempre misurate entrambe le componenti V ed U del segnale, sarà per prima cosa necessario regolare, mediante un potenziometro, la portante al suo valore minimo in corrispondenza alla parte non colorata dell'immagine. Successivamente sarà possibile regolare il secondo potenziometro in modo da cancellare del tutto la portante nella parte non colorata dell'immagine. Quando lo strumento sarà in grado di emettere un segnale video utilizzabile, potrà essere collegato il modulatore. Il fatto che non venga eliminata una delle bande laterali, non arreca praticamente alcun

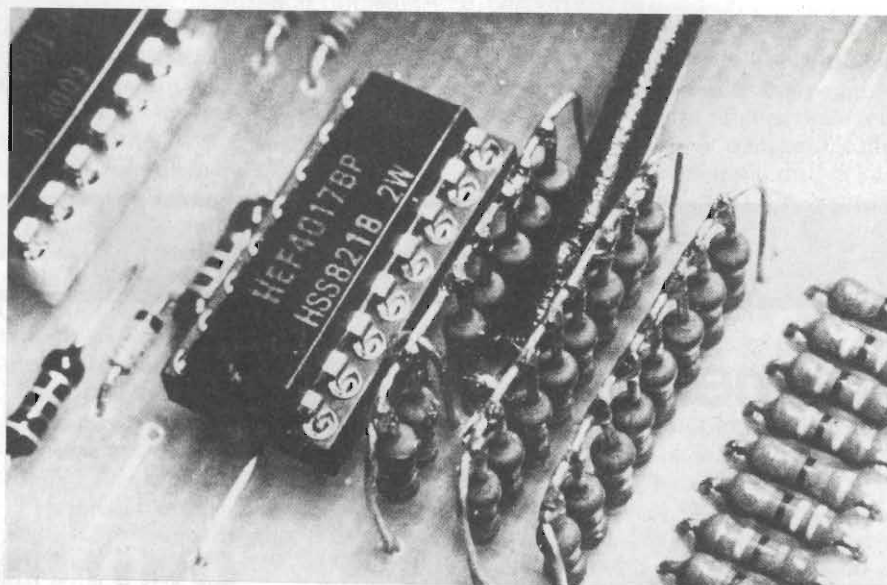



Fig. 15. Vista parziale del circuito stampato principale. Parte dei resistori dovranno essere montati in posizione verticale.

Tabella 1: elenco dei componenti del generatore di barre di colore

Resistori da 0,25 W:

1: 15 Ω	1: 30 kΩ
1: 33 Ω	2: 33 kΩ
1: 62 Ω	3: 39 kΩ
1: 100 Ω	1: 43 kΩ
1: 120 Ω	4: 47 kΩ
3: 180 Ω	6: 56 kΩ
2: 390 Ω	3: 62 kΩ
3: 470 Ω	3: 68 kΩ
2: 510 Ω	4: 75 kΩ
10: 560 Ω	2: 82 kΩ
1: 620 Ω	2: 91 kΩ
2: 680 Ω	3: 100 kΩ
6: 820 Ω	2: 120 kΩ
5: 1 kΩ	2: 130 kΩ
3: 1,2 kΩ	1: 180 kΩ
4: 1,6 kΩ	2: 220 kΩ
1: 1,8 kΩ	2: 240 kΩ
1: 2,2 kΩ	2: 330 kΩ
3: 2,4 kΩ	1: 390 kΩ
2: 2,7 kΩ	
8: 3,3 kΩ	
3: 3,9 kΩ	
7: 4,7 kΩ	
1: 5,6 kΩ	
8: 6,8 kΩ	
3: 8,2 kΩ	
16: 10 kΩ	
5: 12 kΩ	
5: 15 kΩ	
2: 16 kΩ	
1: 18 kΩ	
1: 27 kΩ	

Trimmer:

3: 2,5 kΩ
1: 10 kΩ

Potenziometri:

1: 100 Ω

Quarzi:

1: 10 MHz
1: 4,43 MHz

Condensatori:

2: 15 pF
1: 27 pF
2: 47 pF
2: 68 pF
1: 100 pF
2: 150 pF
3: 220 pF
1: 250 pF
2: 470 pF
1: 560 pF
1: 680 pF
2: 1,5 nF
1: 6,8 nF
1: 8,2 nF
3: 10 nF
15: 100 nF
1: 680 nF
1: 1 μF (bipolare)
1: 3,3 μF
1: 4,7 μF
1: 100 μF/25 V
2: 2200 μF/25 V
2: Compensatori ceramici a disco, 10...60 pF

Filtri:

1: Filtro contrassegno rosa
1: Filtro contrassegno blu
1: Filtro a 10,7 MHz, colore distintivo blu, con C = 56 pF

Semiconduttori:

IC1: 1 CD 4024 B
IC2, 3, 4: 3 CD 4518 B
IC5, 7, 10: 3 CD 4017 B
IC6: 1 NE 555
IC8, 13 2: CD 4001 B
IC9: 1 CD 4070 B
IC11, 24: 2 TL 082
IC12: 1 CD 4027 B
IC14: 1 CD 4066
IC15, 16: 2 TCA 240
IC17...20: 4 CD 4013 B
IC21: 1 78 L 05
IC22: 1 μA 7812
IC23: 1 μA 7912
2: BC 177
1: BC 307 oppure BC 560
16: BC 547 oppure BC 237
4: BC 560
1: 2N1711 oppure BC 337
3: BF 199
1: BFX 89
41: 1N4148 o simili
4: 1N4001
2: BB 204

Varie:

1: Modulatore VHF, per esempio UM 1082E 3/4 (Astec)
1: Trasformatore 2 x 12 V/14 W
1: Deviatore unipolare
8: Tasti "Digitast" con LED
1: Fusibile di precisione da 0,1 A ritardato.

disturbo nell'utilizzo pratico dello strumento.

In questo circuito dovranno essere impiegati circuiti integrati CMOS muniti di buffer, che sono contrassegnati dalla sigla seguita da una lettera "B". Gli integrati non dovranno avere altri requisiti particolari, tranne l'assoluta eguaglianza tra IC3 ed IC4.

I transistori potranno essere senz'altro sostituiti da tipi equivalenti, purchè questi ultimi siano in grado di soddisfare ai requisiti richiesti. Tutti i diodi per piccoli segnali sono del tipo universale al silicio (DUS), cioè 1N4148 o simili. I condensatori di disaccoppiamento contrassegnati con le lettere CAB dovranno essere del tipo a dielettrico ceramico, con capacità di almeno 100 nF. I resistori dovranno avere una dissipazione di 0,2 W, con dimensioni 0207. I resistori del circuito generatore di barre di colore dovranno preferibilmente essere del tipo a film metallico. Altri dati potranno essere ricavati dalla Tabella 1.

Segnale audio a modulazione di frequenza

Desiderando generare anche un segnale audio, sarà necessario collegare un modulatore FM. Il segnale audio FM dovrà essere sommato al segnale FBAS. In *figura 19* è illustrato un adatto modulatore. Il segnale di uscita FM viene applicato all'ingresso del modulatore VHF tramite un condensatore da 10 nF (*figura 7*).

Desiderando effettuare misure sulla parte video dei televisori e dei videoregistratori, sarà necessario un segnale "multiburst". Questo circuito supplementare completerà il generatore di barre di colore.

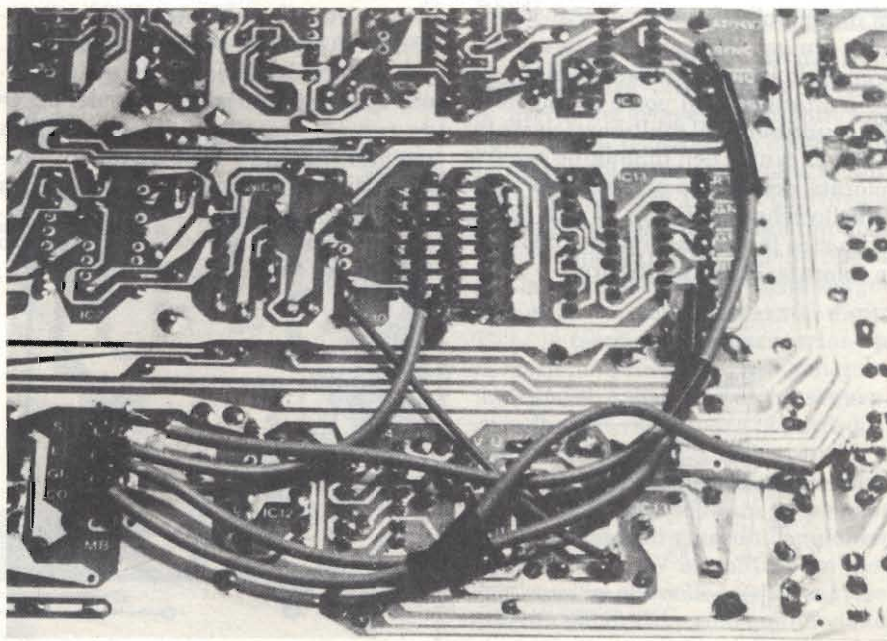



Fig. 16. Collegamenti schermati sulla faccia inferiore del c.s. principale.

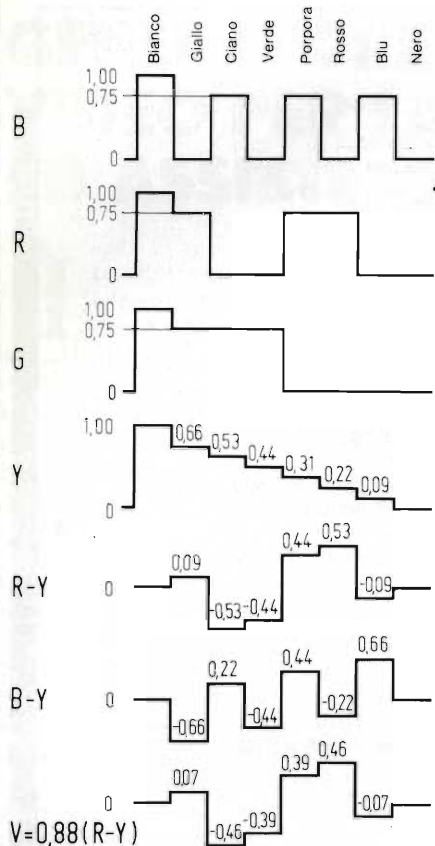



Fig. 18. Segnali video per le barre colorate, con 100 % di saturazione e 75 % di luminosità.

Multiburst per il controllo della sezione video

Il circuito multiburst produce otto gruppi di frequenze (onde rettangolari alle frequenze di 0,5 - 1 - 1,5 - 2 - 2,5 - 3 - 3,5 e 4 MHz) che vengono commutate ad intervalli di 6,4 µs; essi producono un'immagine a striscie verticali che occupa l'intero schermo TV (*figura 20*). Premendo invece il pulsante MBE (inserto multiburst) al posto del pulsante MB (multiburst), il multiburst verrà inserito al centro dell'immagine a barre colorate, occupando un terzo dell'altezza dello schermo (*figura 21*). La *figura 22* mostra la normale immagine a barre colorate, senza multiburst.

L'elemento principale del circuito multiburst è l'oscillatore a frequenza commutabile, che deve soddisfare ai seguenti requisiti:

- Rapporto impulso/pausa dell'onda d'uscita: 50%
- Nessun fenomeno transitorio nella commutazione tra le diverse frequenze.
- Angolo di fase ben definito all'inizio di ciascuna riga, in modo che sul teleschermo possa apparire un'immagine statica. Ciò è particolarmente importante perchè altrimenti l'esame dell'andamento delle frequenze video nell'apparecchio sul quale viene effettuata la misura sarabbe possibile esclusivamente con l'aiuto di un oscilloscopio. La messa a punto della focalizzazione e l'esame ottico del cinescopio saranno possibili solo se le barre saranno perfettamente immobili.

L'elemento principale dell'oscillatore è il trigger di Schmitt TTL (74LS13), formato da due porte NAND invertenti con quattro ingressi ciascuna. La *figura 24* mostra la versione base dell'oscillatore. Gli ingressi sono collegati tra loro a due a due. Se all'ingresso di controllo KE è applicata una tensione di 0 V, la tabella della verità indica che l'uscita della porta logica rimane a livello "1", cioè ad una tensione di circa 4 V. C0 verrà quindi caricato a 4 V. Quando KE viene posto a livello "1", Q passerà a livello "0" e C0 si scaricherà, tramite Rr, fino a raggiungere la soglia inferiore di isteresi (0,8 V). Successivamente Q tornerà ad "1" e perciò C0 verrà caricato, sempre tramite Rr, fino alla soglia superiore di isteresi (1,6 V). questo ciclo continuerà a ripetersi e l'oscillatore sarà in grado di generare un segnale.

Il valore del resistore Rr è determinante per stabilire la durata del periodo con C0 costante, . Il 74LS13 è un circuito integrato TTL e perciò il resistore di reazione non dovrà avere un valore troppo elevato, perchè altrimenti la corrente d'ingresso dell'integrato (che ha un valore massimo di 0,18 mA, e varia da un esemplare all'altro) eserciterebbe un'influenza troppo marcata sulla durata del periodo. Per ottenere un rapporto di frequenze di 1:8 (da 0,5 a 4 MHz), la resistenza d'ingresso dovrà essere molto elevata, in modo che sia possibile apportare la necessaria variazione alla resistenza di reazione. Gli inseguitori di emettitore T28 e T29 garantiscono una resistenza d'ingresso molto elevata e non permettono spostamenti della regolazione all'uscita, perchè le tensioni base-emettitore sono

Fig. 20. Segnale multiburst che occupa l'intera altezza dello schermo.

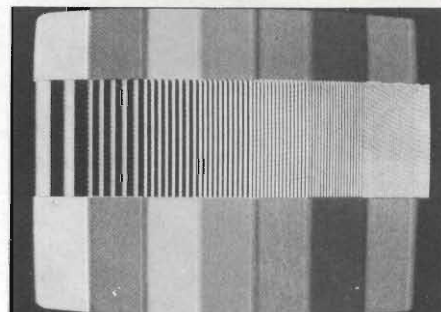



Fig. 21. Barre colorate con l'inserto multiburst (pulsante MBE premuto).

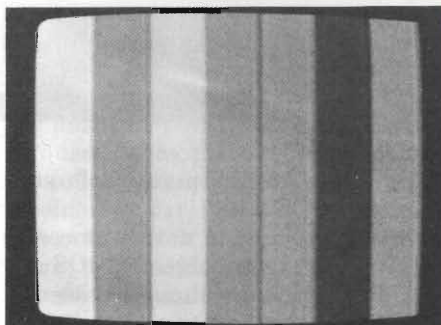



Fig. 22. Rappresentazione normale delle barre di colore, senza il circuito multiburst.

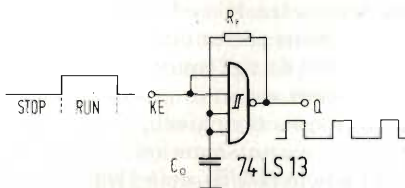



Fig. 23. Schema completo del generatore multiburst. I segnali necessari per il pilotaggio sono ricavati dai circuiti precedenti.

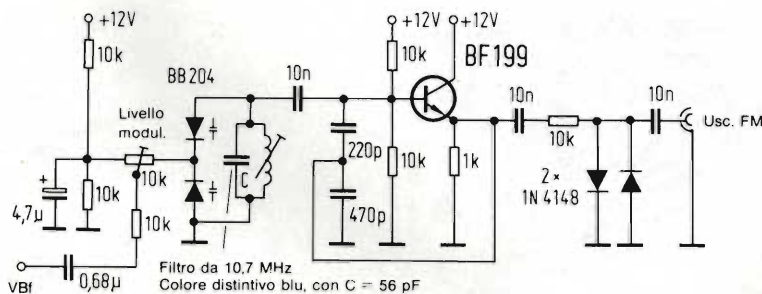



Fig. 19. Modulatore FM per la portante audio da 5,5 MHz.

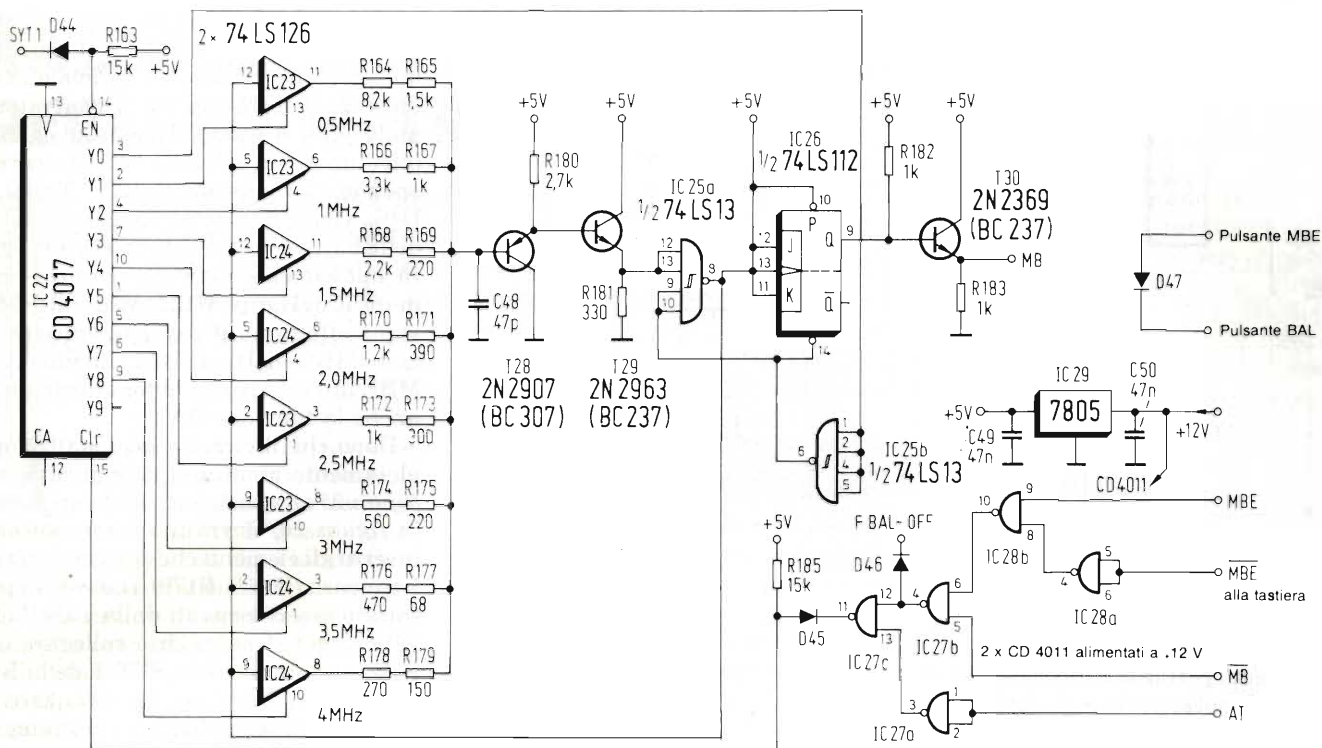



Fig. 24. Schema di principio dell'oscillatore multiburst.

compensate grazie all'impiego di transistori NPN e PNP.

T29 pilota il trigger di Schmitt IC25a. L'uscita di IC25 (piedino 8) viene applicata a tutti gli otto ingressi di due 74LS126 (buffer a tre stati). Non appena l'ingresso di controllo di uno degli otto buffer sarà a livello "1", il segnale applicato all'ingresso verrà trasferito all'uscita.

Gli ingressi di controllo dei due 74LS126 (IC3 ed IC24) vengono pilotati in successione tramite IC22, che è un contatore decimale con decodificatore. I buffer a tre stati costituiscono il commutatore che collega i resistori R164...R179 tra l'uscita del trigger di Schmitt ed il suo ingresso, per determinare la frequenza dell'oscillatore. Il corretto valore della resistenza necessaria per ciascuna frequenza viene ottenuto collegando in serie due resistori.

Dato che la tensione d'uscita di IC25 non ha il giusto rapporto impulso/pausa di 1:1, è necessario collegare ancora un flip flop che possa correggere questo rapporto. Poichè il flip flop esegue una divisione per due della frequenza, l'oscillatore dovrà generare frequenze doppie di quelle necessarie. L'inseguitore di emettitore T30 permette di ottenere un'uscita a bassa impedenza per l'accoppiamento con gli amplificatori video.

Il segnale di clock è il medesimo per le barre colore ed il multiburst

IC22 ha il compito di stabilire il percorso attraverso il quale il segnale di uscita del trigger di Schmitt viene applicato ai resistori che determinano la frequenza e che sono collegati all'uscita del 74LS126. Ciò avviene in quanto IC22 viene pilotato dagli impulsi di sincronismo SYT1 (che generano anche le barre di colore). Poichè vengono impiegati circuiti integrati digitali TTL, la tensione di alimentazione per la sezione principale del generatore multiburst è di 5 V e di conseguenza dovrà essere inserito tra la parte di circuito che funziona a 12 V e quella alimentata a 5V un circuito d'interfaccia formato da un diodo e da un resistore.

All'ingresso di ciascun componente alimentato a 5 V è montato un diodo che, con l'anodo collegato all'ingresso, diventa conduttore solo quando la tensione di pilotaggio ha un livello inferiore a 5 V. L'ingresso del circuito integra-

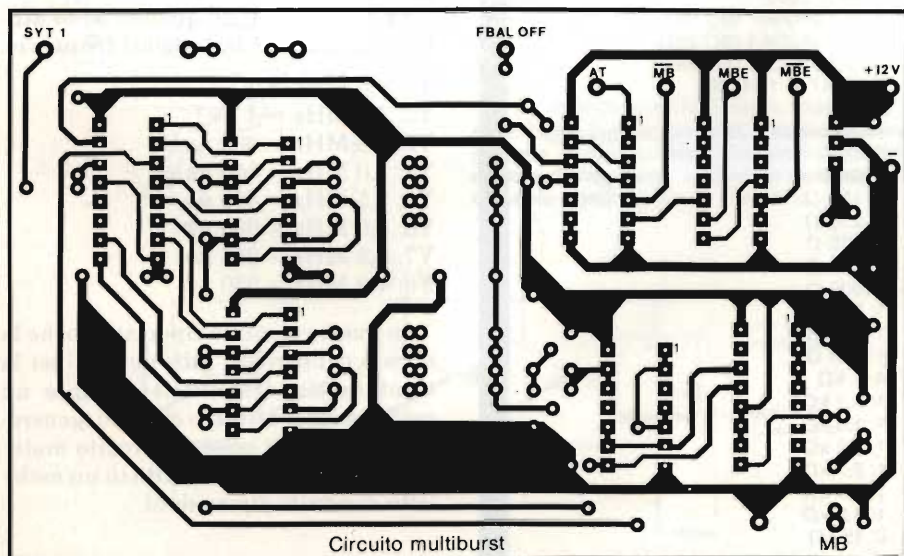



Fig. 25 Circuito stampato per l'accessorio multiburst.

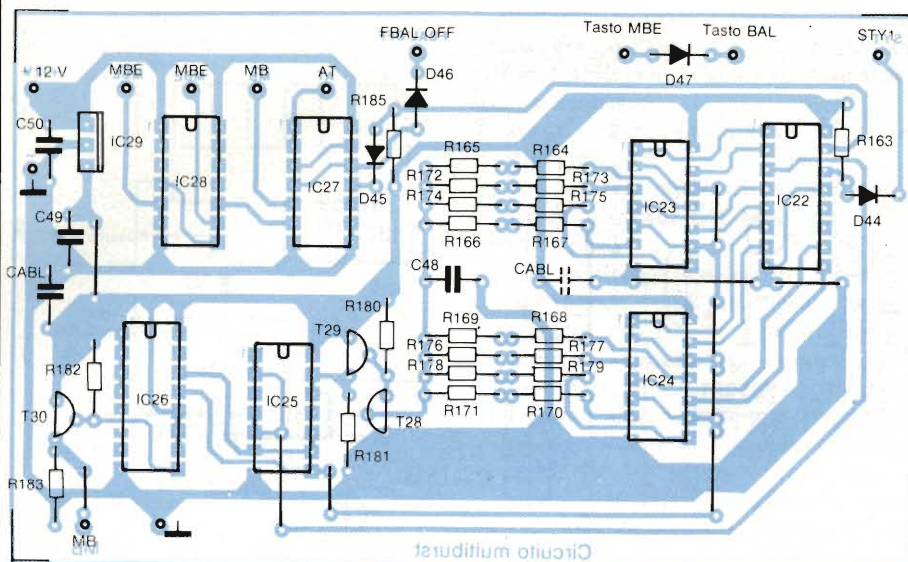



Fig. 26. Disposizione dei componenti

to assumerà pertanto il medesimo livello "basso" del segnale di pilotaggio. Se il livello di pilotaggio è di 12 V, il diodo va in blocco e, tramite il resistore, il livello all'ingresso dell'integrato sarà di 5 V. D44, D45 ed R163, R185 realizzano questa funzione. IC27 ed IC28 sono alimentati a 12 V, in modo da garantire l'adattamento al circuito elettronico principale.

La parte elettronica principale mette a disposizione il segnale AT, che assume il livello "1" durante gli intervalli di cancellazione orizzontale e verticale. L'impulso AT, invertito mediante IC27a, raggiunge il piedino 13 di IC27c e produce, indipendentemente dal livello al piedino 12 di IC27c, un livello "1" all'uscita. Di conseguenza avverrà un reset di IC22 ed Y0 andrà a livello "1".

Y0 viene invertito dal secondo trigger di Schmitt (IC25b; *figura 23* nella quarta parte) e poi applicato ai flip flop IC26 ed IC25a. Questo segnale provoca la fermata dell'oscillatore, mentre l'uscita di IC26 va a livello "0": di conseguenza cesserà l'emissione dei segnali video.

Dal piedino 5 del contatore IC4a, che genera il segnale di sincronismo verticale, viene prelevato il segnale MBE che compare nel terzo centrale dell'immagine, con un livello "1" attivo. MBE viene associato logicamente al segnale MBE invertito, che proviene dal pulsante di attivazione dell'inserto multiburst; a ciò provvedono i circuiti logici IC28a ed IC28b, in modo tale che, quando viene attivata l'inserzione del multiburst nel monoscopio a barre di colore, sia presente all'uscita di IC8b un livello "0": durante questo intervallo il multiburst sarà attivato. Questo

Fig. 27. Circuito ausiliario provvisorio per la taratura; il piedino 14 di IC22 potrà essere così comandato a mano.

Tabella 2: elenco dei componenti per il circuito multiburst

Semiconduttori:

IC22: 1 CD 4017
IC23, 24: 2 74LS126
IC25: 1 74LS13
IC26: 1 74LS112
IC27, 28: 2 CD 4011
IC29: 1 7805
T28: 1 2N2907 (BC 307)
T29: 1 2N2963 (BC 237)
T30: 1 2N2369 (BC 547)
D44...47: 4 1N4148

Resistori da 0,25 W:

1: 68 Ω
1: 150 Ω
2: 220 Ω
1: 270 Ω
1: 300 Ω
1: 330 Ω
1: 390 Ω
1: 470 Ω
1: 560 Ω
4: 1 kΩ
1: 1,2 kΩ
1: 1,5 kΩ
1: 2,2 kΩ
1: 2,7 kΩ
1: 3,3 kΩ
1: 8,2 kΩ
2: 15 kΩ

Condensatori:

1: 47 pF
2: 47 nF

segnale viene associato logicamente (in IC27b) con il segnale proveniente dal pulsante multiburst in modo che, durante il tempo in cui il generatore multiburst è attivo, l'uscita di IC27b (piedino 4) sia a livello "1", che corrisponde alla tensione di 12 V. Tramite D46, viene interrotta la generazione delle barre di colore, che in seguito verrà nuovamente attivata se verrà premuto il pulsante MBE. Mediante D47 viene effettuato il collegamento tra il tasto MBE ed il tasto BAL. La funzione MBE attiverà perciò automaticamente anche la funzione BAL.

Dopo che il circuito sarà stato completamente montato (piste di rame in *figura 25* e disposizione dei componenti in *figura 26*) dovranno essere ancora inseriti gli elementi che determinano la frequenza (R164...R179), i cui valori potranno essere ricavati dalla Tabella 2. Allo scopo, è necessario collegare un pulsante all'ingresso SYT 1 della basetta multiburst, per far avanzare a mano il contatore IC22; il collegamento dovrà essere fatto come indicato in *figura 27*.

Per ridurre il prezzo e le dimensioni del circuito, non sono stati montati 8 costosi potenziometri a 10 giri, ma soltanto resistori fissi a film metallico. La pressione del pulsante provvisorio collegato per la taratura, attiverà dapprima Y1 di IC22. Dei due resistori R164/R165 verrà collegato per primo quello che ha il valore maggiore. Se, a causa delle tolleranze del componente, non viene raggiunta la frequenza prescritta, potrà essere variato il resistore di valore inferiore. Solo dopo aver trovato la frequenza esatta, sarà possibile eseguire la saldatura definitiva dei resistori. Ripetere le suddette operazioni per tutte le frequenze.

Le uscite di IC22, quando sono attivate, producono le seguenti frequenze:

Y1: 0,5 MHz = 2 μs
Y2: 1,0 MHz = 1 μs
Y3: 1,5 MHz = 600 ns
Y4: 2,0 MHz = 500 ns
Y5: 2,5 MHz = 400 ns
Y6: 3,0 MHz = 330 ns
Y7: 3,5 MHz = 285 ns
Y8: 4,0 MHz = 250 ns

In questo elenco è riportata anche la durata del periodo, utile quando per la taratura sia disponibile soltanto un oscilloscopio. L'intero circuito (generatore di barre di colore e circuito multiburst) potrà essere inserito in un mobiletto di adatte dimensioni.

■

RADIOCUFFIA PER LA BANDA DEGLI 80 METRI

di Christoph Simm

Questo semplice radioricevitore eterodina a conversione diretta è stato progettato per permettere l'ascolto delle trasmissioni CW ed SSB nella banda degli 80 metri ed è basato sul circuito integrato ZN 414. L'alta frequenza delle radiotrasmissioni viene amplificata e direttamente convertita in audiofrequenza.

Il circuito illustrato in *figura 1* è molto adatto per i primi esperimenti di ascolto delle trasmissioni dei radioamatori. E' possibile osservare sullo schema che l'intero ricevitore consiste di due circuiti separati tra loro: un ricevitore ad amplificazione diretta con lo ZN 414 ed un oscillatore di battimento (eterodina). Poichè lo ZN 414, oltre ad amplificare con elevato guadagno il segnale in alta frequenza, ne effettua anche la demodulazione, il segnale d' uscita potrà senz'altro pilotare un semplice amplificatore audio a due stadi. La banda degli 80 metri viene presintonizzata mediante CE. La sintonia precisa potrà essere ottenuta variando la frequenza dell'oscillatore eterodina mediante CA. I valori delle capacità nel circuito oscillatore sono scelti in modo che, quando la bobina dell'oscillatore è correttamente sintonizzata, sia possibile esplorare completamente la banda con una completa rotazione di CA. Durante l'esplorazione della banda, sarà necessario ritoccare di volta in volta la regolazione di CE, poichè lo ZN 414, con la sua elevata impedenza d'ingresso (4 MΩ) provoca uno smorzamento trascurabile del circuito d'ingresso: la banda passante sarà perciò piuttosto stretta.

Per l'iniezione del segnale di eterodina, sarà sufficiente montare il circuito oscillatore vicino al ricevitore, senza stabilire un collegamento elettrico. L' irradiazione dell'oscillatore non dovrà tuttavia essere maggiore di quella strettamente necessaria per sopprimere completamente la ricezione diretta. Se la distanza dell'oscillatore dal ricevitore fosse troppo piccola, la sensibilità risulterebbe diminuita, perchè il segnale dell'oscillatore prenderebbe il sopravvento su quello del ricevitore. Se la distanza fosse invece troppo elevata, potrebbero pervenire all'uscita disturbi dovuti ai segnali delle trasmittenti AM vicine, perchè il segnale dell'oscillatore non sarebbe più in grado di pilotare il ricevitore al punto da evitare completamente la ricezione diretta.

La ricezione diretta viene eliminata perchè il segnale d' ingresso del ricevitore viene modulato completamente dal segnale dell'oscillatore, e ciò avviene solo quando quest'ultimo perviene all'ingresso del ricevitore con ampiezza sufficiente. Soltanto la differenza tra la frequenza dei segnali ricevuti e quella del segnale dell'oscillatore sarà compresa nella banda audio; la radiofrequenza potrà essere convertita in un segnale ad audiofrequenza che sarà disponibile all'uscita dello ZN 414.

Il montaggio delle due parti del circuito non è molto critico e può essere effettuato su due piccole piastrine ramate preforate per circuiti sperimentali. Per ottenere un elevato fattore di merito del circuito oscillante, è consigliabile eseguire un montaggio compatto. Le due bobine potranno essere avvolte con filo di rame smaltato, anche se sarebbe meglio impiegare allo scopo una trecciola Litz. Le bobine dovranno essere avvolte su rocchetti muniti di nucleo di ferrite regolabile.

Su un rocchetto del diametro di 5 mm dovranno essere avvolte circa 85 spire. Il ricevitore ha una buona sensibilità e fornisce un segnale audio molto "pulito" ricavato da segnali CW ed SSB. Se la banda è molto affollata di emittenti, la sintonia potrebbe essere difficile perchè l'oscillatore eterodina demodula contemporaneamente entrambe le bande laterali del segnale ricevuto. Un semplice filo di rame lungo alcuni metri sarà in genere sufficiente come antenna. Un collegamento a terra (oltre a quello d'antenna) dell'ingresso di questo ricevitore potrà di regola migliorare la ricezione. La frequenza limite superiore dello ZN 414 è, secondo i dati forniti dal fabbricante, di 3 MHz (vedi la *figura 2*); tuttavia, la sensibilità alle frequenze superiori diminuisce gradualmente, cosicchè il componente potrà essere usato con successo anche nella banda degli 80 metri.

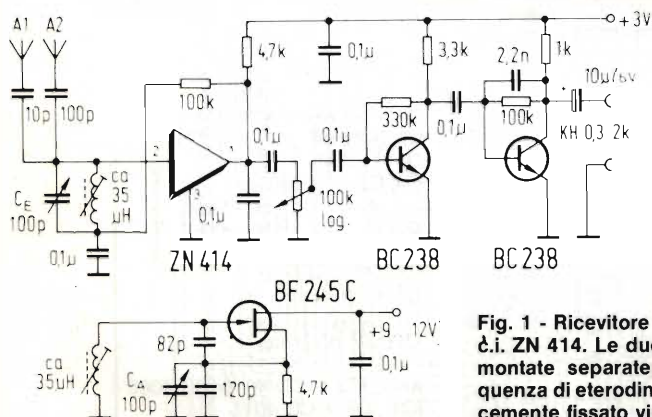



Fig. 1 - Ricevitore a conversione diretta con il c.i. ZN 414. Le due parti del circuito vengono montate separate; per l'iniezione della frequenza di eterodina, l'oscillatore viene semplicemente fissato vicino al ricevitore.

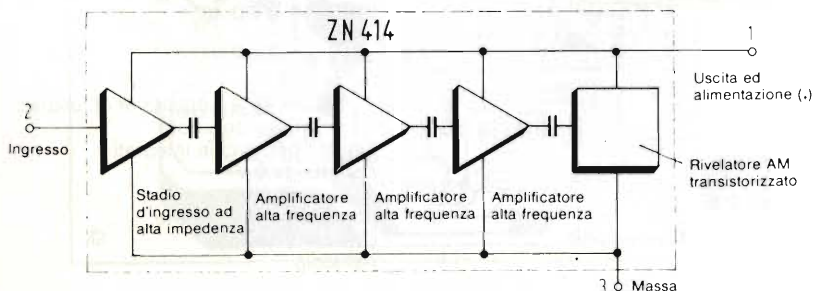



Fig. 2 - Schema a blocchi e collegamenti ai piedini dello ZN 414.

PIU' CHE UN SEMPLICE PROVATRANSISTORI

di Patrick Summ

Con questo strumento è possibile individuare i collegamenti ai piedini dei transistori.

Con i normali provatransistori è possibile verificare soltanto la funzionalità di transistori dei quali si conoscano gli esatti collegamenti ai piedini. Se questi dati sono ignoti, il campione dovrà essere prima sottoposto a controlli minuziosi con grande dispendio di tempo. Lo strumento presentato in questo articolo non ha questo svantaggio, perchè è in grado di trovare automaticamente i giusti collegamenti ai piedini di un transistore funzionante, visualizzando il risultato mediante LED. Potranno essere controllati transistori al silicio ed al germanio (anche di potenza). E' necessario ricordare che la corrente inversa dei transistori al germanio è molto superiore a quella dei transistori al silicio: questa caratteristica provoca talvolta lo scarto di un componente considerato difettoso.

Il circuito visibile in *figura 1* "verifica" tutti i possibili schemi collegati, mediante commutazione interna dei piedini del transistore nelle diverse configurazioni di prova. Di volta in volta, tre "interruttori" elettronici (IC1...IC3) collegano i tre piedini del transistore in prova al circuito di controllo, secondo schemi sempre diversi. Gli "interruttori" vengono pilotati mediante un circuito logico di distribuzione, formato da porte NAND. La sequenza di prova ed il pilotaggio dei LED vengono effettuati dal contatore IC8. In corrispondenza ad ogni impulso che perviene all'ingresso di clock, viene "controllata" una diversa configurazione dei piedini. Non appena viene trovata la configurazione giusta,

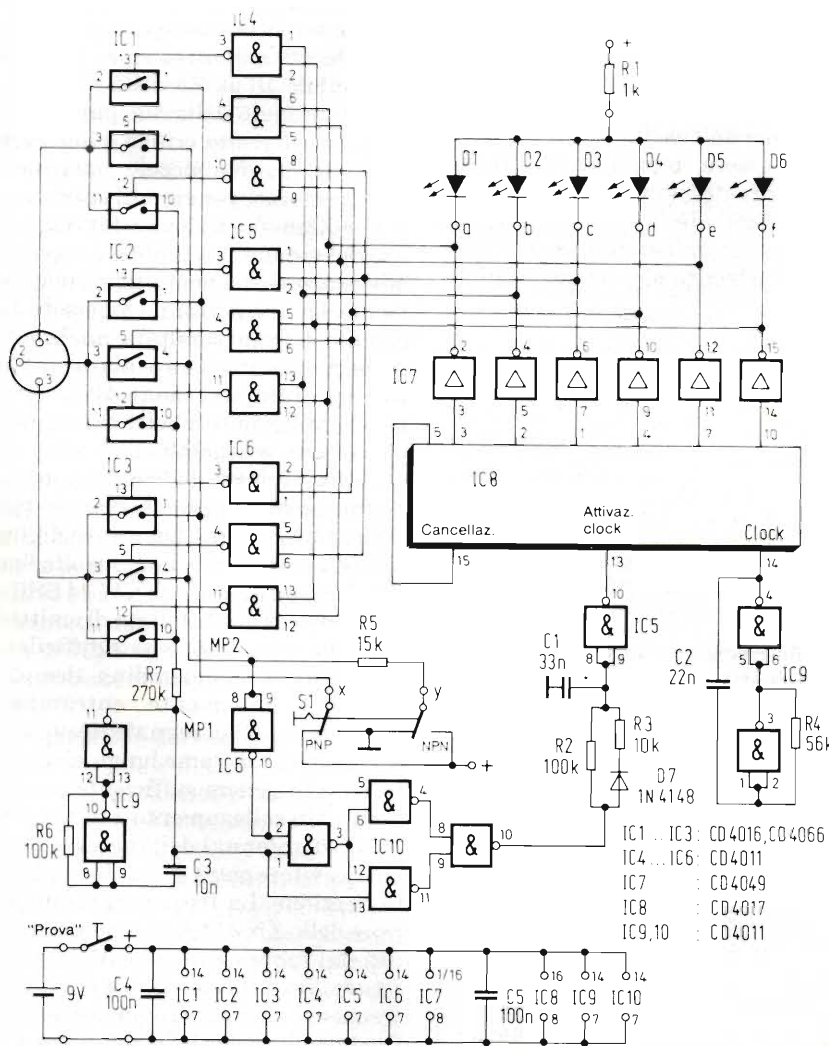



Fig. 1. Schema completo del provatransistori. I tre collegamenti al transistore in prova vengono effettuati mediante uno zoccolo oppure tre boccole.

Elenco dei componenti

Resistori:

0,25 W/5 %
R1 = 1 kΩ
R2 = 100 kΩ
R3 = 10 kΩ
R4 = 56 kΩ
R5 = 15 kΩ
R6 = 100 kΩ
R7 = 270 kΩ

Condensatori:

C1 = 33 nF
C2 = 22 nF
C3 = 10 nF
C4, C5 = 100 nF

Diodi:

D1...D6 = LED
D7 = 1N 4148

Circuiti integrati:

IC1.....IC3 = CD 4016, CD 4066
IC4...IC6 = CD 4011
IC7 = CD 4049
IC8 = CD 4017
IC9, IC10 = CD 4011

Varie:

T = Pulsante (1 contatto in chiusura)
S1 = Doppio deviatore
Zoccoli per circuiti integrati
Batteria da 9 V
Clip per batteria
Zoccolo per transistore
Circuito stampato
Astuccio

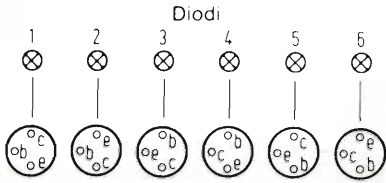



Fig. 2. Ciascun LED corrisponde ad una determinata configurazione dei collegamenti ai piedini. Se tutti i LED si accendono, il transistore è difettoso.

appare in MP 2 il segnale invertito di MP1, tramite il transistore in prova collegato ad emettitore comune. Questo segnale viene nuovamente invertito e lo stato di MP1 viene confrontato con quello di MP2 mediante IC10. Se esiste una corrispondenza precisa il contatore IC8 viene fermato tramite l'ingresso di attivazione del clock. Questa parte del circuito, che è formata da R2, R3, D7 e C1, è necessaria perchè, fintanto che non sarà stata trovata la giusta configurazione dei piedini, all'uscita di IC10 sarà presente una tensione ad onda rettangolare, che non deve avere effetto sull'ingresso di attivazione del clock.

La selezione tra i transistori NPN e PNP viene effettuata mediante il commutatore S1. In *figura 2* è possibile osservare la disposizione dei LED in corrispondenza ai diversi schemi di collegamenti ai piedini. Nell'applicazione pratica, è indispensabile che i simboli dei collegamenti siano disegnati sotto ciascun LED sul pannello dello strumento. Questo provatransistori potrà essere montato sul circuito stampato di *figura 3*. La disposizione dei componenti è illustrata in *figura 4*. Poichè la corrente assorbita è bassa, e la tensione di alimentazione può variare entro ampi limiti (circa 5...13 V), lo strumento potrà essere alimentato senza inconvenienti mediante una batteria da 9 V. ■

Fig. 4. Disposizione dei componenti sul circuito stampato

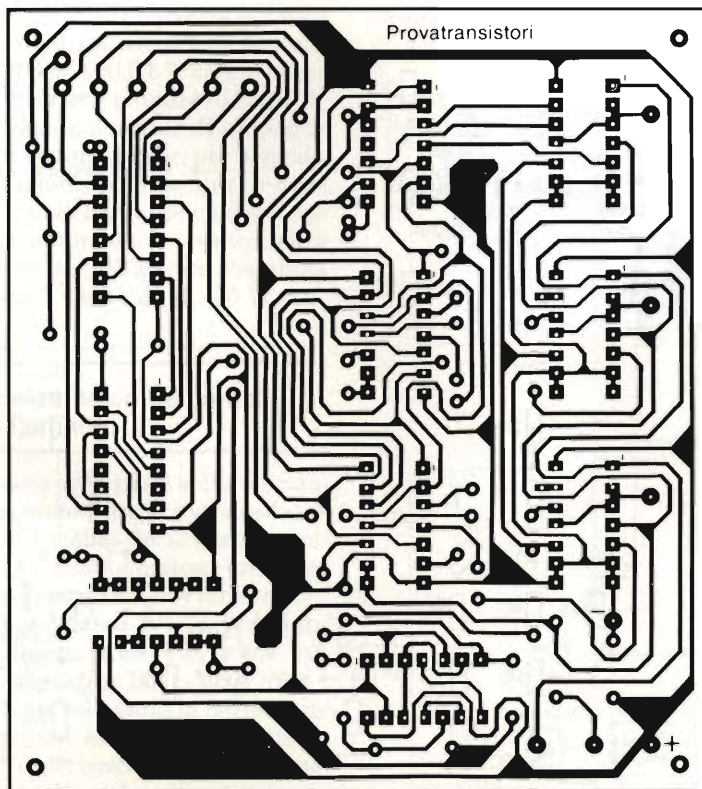



Fig. 3. Piste di rame del circuito stampato.

ORGANO ELETTRONICO A DUE TASTIERE CON COMPONENTI MODULARI

Dr. H. Hintz, H. Struwe - Parte seconda

Nella prima parte di questo articolo sono stati descritti quasi tutti i gruppi funzionali necessari per costruire un organo elettronico ad una sola tastiera (manuale), basato sul circuito integrato TDA 1008. In questa seconda parte verranno descritti un organo elettronico a due tastiere ed alcuni generatori di effetti speciali.

Per lo schema dell'organo a due manuali presentato in questo articolo viene utilizzata la versione a due canali del circuito integrato TDA 1008. Lo schema di principio è analogo a quello di *figura 8*, ma in versione raddoppiata: vengono infatti utilizzati due manuali da quattro ottave ciascuno. Il cosiddetto "manuale superiore", sul quale viene suonata per lo più la melodia, contiene "corpi di canne" supplementari con suddivisioni di quinta e di terza, nonchè gli ulteriori filtri di tonalità necessari per questi "corpi di canne". La derivazione dei corpi di quinta e di terza avviene mediante serie supplementari di divisori di frequenza ed interruttori di nota, come mostrato, per esempio, in *figura 10*. Mediante piccole modifiche ai ponticelli visibili nella fotografia di *figura 10*, sarà possibile produrre, in corrispondenza ai contatti dei tasti sul circuito stampato, un suono supplementare con intervallo di quinta o di terza.

Il "tremolo" agisce su entrambi i manuali

Il regolatore di bilanciamento del circuito del pedale di espressione (*figura 11*) potrà essere anche utilizzato per la produzione di un ulteriore effetto musicale, che viene descritto in un altro articolo di questa rivista (circuito di "tremolo" per organi elettronici). Applicando una tensione sinusoidale di circa 1...10 Hz al piedino 12 del TCA730 A, sarà possibile variare periodicamente ed in opposizione di fase l'amplificazione del manuale superiore e di quello inferiore. I musicisti definiscono questa variazione periodica di ampiezza con il termine di "tremolo". Poichè ognuno dei due canali è pilotato dalla frequenza di "tremolo", l'effetto sulla vivacità del suono può essere confrontabile con quello ottenuto commutando un apparecchio radio dal funzionamento "mono" a "stereo".

Dispositivo di riverbero con spirale

Un ulteriore arricchimento musicale dell' organo potrà essere ottenuto aggiungendo un dispositivo di riverbero. La *figura 12* mostra un circuito di produzione industriale ben collaudato: l'effetto acustico è determinato esclusivamente dalla forma della spirale di riverbero.: è consigliabile impiegare una versione a tre spirali.

Le unità funzionali sinora descritte per un organo a due manuali sono raccolte nello schema a blocchi di figura 13, che comprende anche le due unità funzionali che verranno successivamente descritte in questo articolo (pedale e batteria), nonchè uno o due amplificatori finali con altoparlanti. Questi ultimi non verranno descritti nei particolari perchè esistono in commercio numerosi tipi comprendenti apparecchi finiti, scatole di montaggio o progetti.

A motivo delle speciali esigenze musicali degli organi elettronici, la scelta degli altoparlanti è molto importante. In seguito verrà descritto l'altoparlante AD 12 100 M della Philips, che è stato appositamente progettato per l'impie-

Fig. 12. Circuito di riverbero elettronico, costruito secondo uno schema ben collaudato.

go negli organi elettronici, nei "juke-box", nei sintetizzatori e nei sistemi acustici da parete dei cinematografi. Per questa applicazione non è opportuno usare casse acustiche "hi-fi".

L'altoparlante a larga banda AD 12 100 M ha una membrana completata da un cono supplementare per toni acuti, che permette di ottenere la migliore irradiazione delle frequenze più elevate. Il fattore di accoppiamento tra membrana per i toni bassi e cono per i toni acuti garantisce una buona distribuzione ambientale del suono. Questo altoparlante a sospensione libera ha un diametrodi 30 cm ed una potenza nominale di 30 W; la pressione acustica misurata alla distanza di 1 m, secondo le norme DIN 45 500 B1.7, ha un valore di 96 dB già ad una potenza di 650 mW. Un altoparlante normale di analoghe dimensioni richiederebbe, per le medesime prestazioni, potenze anche dieci volte superiori. Per applicazioni dell'organo in ambiente domestico, sarà sufficiente un amplificatore che abbia una potenza d'uscita di 20...30 W.

Il circuito elettronico dei pedali completa l'organo

Per ottenere un organo a due manuali completo manca ancora una pedaliera dei bassi formata da 13 tasti (un'ottava da do a do) che emettono un suono monofonico, composto cioè da una sola nota. Le note basse per la pedaliera potranno essere prelevate, come già spiegato, dal piedino 14 del TDA 1008. I conduttori che collegano la parte superiore dell'organo ai pedali sono critici e richiedono esperienza e notevole impegno per la scelta del percorso e per la schermatura.

Una soluzione più elegante consiste nel rilevare lo stato dei contatti dei pedali mediante un doppio contatore a 4 bit ed un decodificatore 1 da 16, che emette la nota corrispondente al pedale premuto tramite una matrice a diodi. La frequenza della nota fornita dal sintetizzatore di ottava superiore viene abbassata per divisione fino alla banda dei toni bassi con l'aiuto di un TDA 1008. Anche in questo caso è possibile l'attivazione di cinque "corpi di canne" mediante un impulso ricavato in seguito alla verifica dello stato logico del contatto.

Cinque registri passivi, un registro attivo ed un amplificatore audio d'uscita completano i circuiti elettronici di pedale della serie Philips-Hobbytechnik, che dovranno essere montati su una scheda di circuito stampato delle dimensioni di 140 x 200 mm.

Batteria elettronica per il ritmo

L'aggiunta di una batteria elettronica trasformerà l'organo in una vera e propria orchestra con un solo esecutore. La *figura 14* mostra lo schema di principio di questo modulo. Il componente principale del circuito è il circuito integrato IC2 (M 253 B1AA), che produce dodici ritmi diversi, miscelabili tra loro. A seconda del ritmo scelto verranno emessi i segnali di un numero massimo di 7 tra i 10 strumenti a percussione disponibili, e questi segnali verranno applicati all'amplificatore stereo. L'unità di commutazione attiva il ritmo prescelto, tramite i tasti 1...12, mentre la batteria inizia a funzionare con la pressione del tasto A. Lo stadio di commutazione T1 attiva in questo istante l'oscillatore ed il piedino di reset (R) di IC2: gli impulsi di cadenza delle battute pervengono all'ingresso C di IC2.

A seconda della posizione del regolatore di tempo "manuale" potrà essere variata la frequenza di clock dell'oscillatore. Quando il potenziometro è al fine corsa sinistro, il commutatore del tempo viene collegato ad uno dei potenziometri trimmer relativi ai diversi rit-

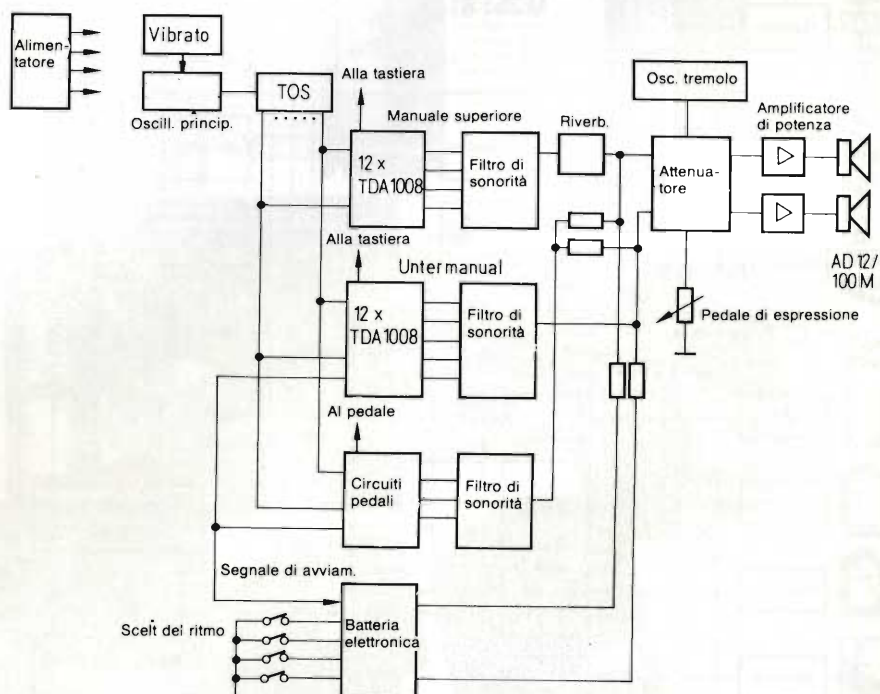



Fig. 13. Schema a blocchi di un organo a due tastiere (manuali). Per costruire uno strumento così complesso, sarà opportuno ricorrere a moduli premontati od a scatole di montaggio, perche altrimenti il tempo necessario alla costruzione sarebbe eccessivo.

mi (per esempio P12), con il quale è possibile predisporre il tempo.

All'inizio di ciascuna battuta, lampeggerà il LED del tasto A. Questo segnale pilota il monostabile mediante lo stadio di commutazione T2. Il primo ingresso del multivibratore monostabile riceve,ogni due battute, un breve impulso positivo, proveniente dal piedino R di IC2. Il secondo ingresso è collegato all'uscita del "contatore di assolo", composto da due divisori, che emette un segnale positivo ad ogni inizio di battuta. Entrambi questi impulsi vengono ridotti alla medesima lunghezza mediante un monostabile, e perciò il LED si accenderà periodicamente tramite T2.

L'avviamento della batteria può anche avvenire automaticamente all'inizio del brano musicale. Premendo, oltre al tasto A, anche il tasto B, viene immediatamente attivato lo stadio "avviamento dell'organo", che consiste in un multivibratore bistabile.

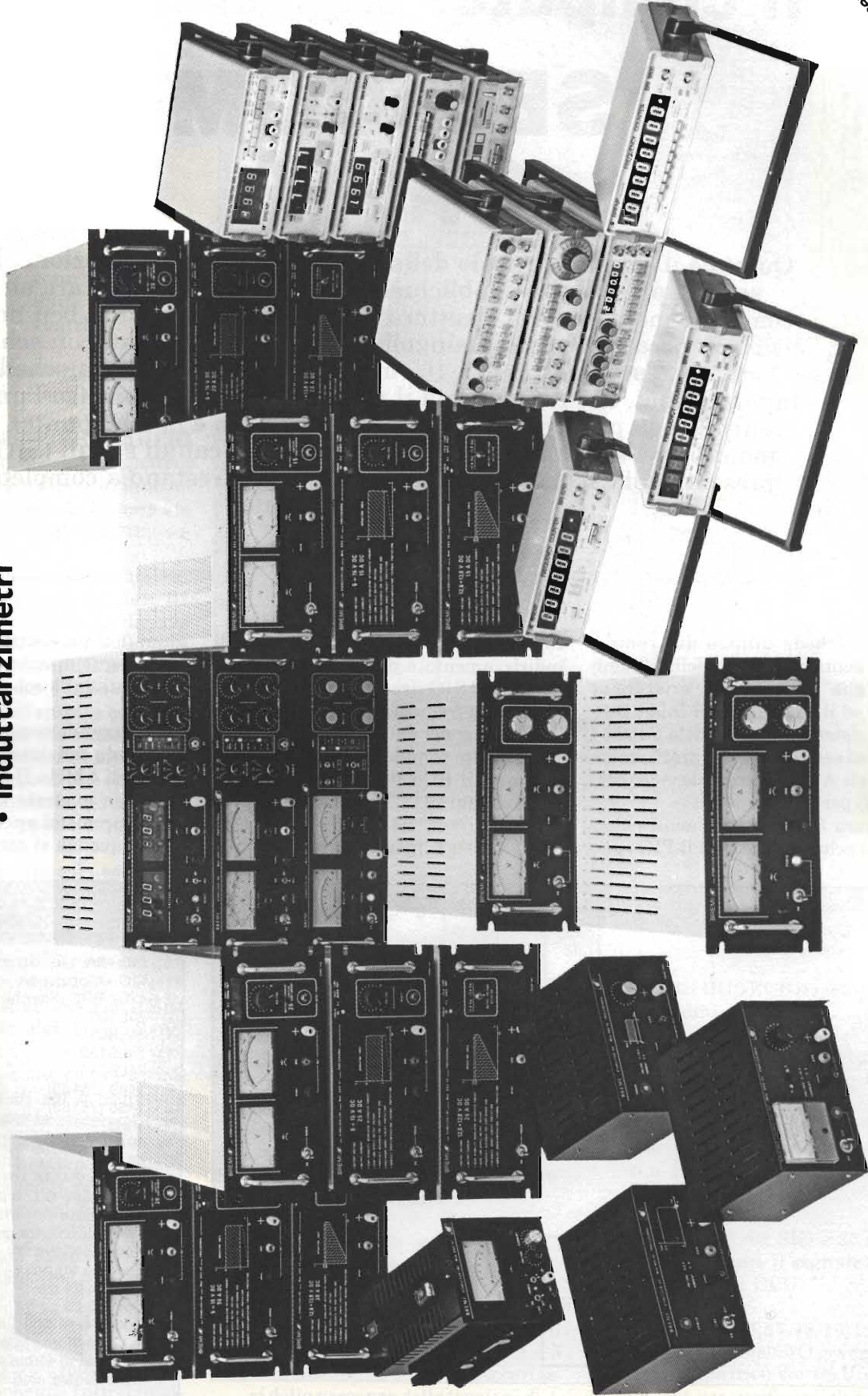
Lo stadio di commutazione T1 rimane interdetto e la batteria non funziona; premendo un pedale od un tasto del manuale inferiore, l'"amplificatore di impulsi" produce un impulso positivo ricavato dall'informazione relativa ai tasti premuti, che è presente agli ingressi "UM" e rispettivamente "pedale". Questo impulso farà commutare, tramite i diodi D10 o D11, il multivibratore "avviamento dell'organo" nella sua seconda posizione stabile. Lo stadio di commutazione T1 viene mandato in conduzione ed inizia la prima battuta. Fintanto che verranno premuti tasti di manuale e di pedale, la batteria continuerà a funzionare. Alla fine di una battuta su due, la batteria cesserà automaticamente di funzionare se al multivibratore non perverranno ulteriori informazioni relative alla pressione di un tasto.

Oltre al ritmo di accompagnamento, è possibile inserire nel pezzo, mediante il tasto D, anche un assolo di batteria, che consta di quattro percussioni per battuta (in tutti i tempi di 3/4, le percussioni sono tre) degli strumenti "bongo alto", "bongo basso", "tam-tam alto" e "tam-tam basso". Anche, il tasto D potrà essere premuto in un istante qualsiasi. All'inizio della successiva battuta, la batteria cesserà automaticamente di funzionare, perchè il multivibratore bistabile "assolo", attivato tramite il diodo D9, bloccherà IC2. Contemporaneamente viene sbloccato il "decodificatore": il contatore di assolo ("divisore") potrà erogare la sequenza di impulsi corrispondente ai quattro strumenti. Per tutti i ritmi da 3/4, la cadenza del contatore dovrà essere ridotta da 1/16 ad 1/12 di battuta, mediante il commutatore T4 (da 4/4 a 3/4): in questa posizione il decodificatore emetterà quindi solo tre impulsi destinati allo strumento pilotato. Anche l'esclusione dell'assolo potrà avvenire in un istante qualsiasi. Alla fine della battuta in corso al momento dell'esclusione, viene escluso l'assolo e reinserito il ritmo.

E' possibile ottenere una semplice batteria semiautomatica a tre strumenti premendo soltanto il tasto C. All'arrivo di ogni nuova informazione dai tasti, l'"amplificatore di impulsi" invierà fronti di commutazione positivi al convertitore d'impedenza attivato tramite lo stadio di commutazione T3. Questi fronti di commutazione attiveranno i corrispondenti strumenti: il segnale di pedale aziona la "grancassa" ed i "piatti", mentre quello del manuale inferiore aziona il "tamburello".

Fig. 14 - Schema di principio di una batteria elettronica: questo ampliamento trasforma l'organo in un'orchestra affidata ad un solo esecutore.

La scatola di montaggio favorisce la costruzione del circuito

La descrizione degli schemi di principio può ingenerare la convinzione che sistemi di tale complessità siano superiori alle possibilità ed all'esperienza dell'elettronico dilettante. Il kit di montaggio Hobbytechnik della Philips, che ha le dimensioni d'ingombro di 150 x 180 x 60 mm, permette però di costruire senza difficoltà una batteria che, a motivo dell'ingombro ridotto e del basso assorbimento di corrente (12 V/30 mA e 6 V/45 mA), può anche servire a completare un organo già esistente.

Il computer di Selezione

SEL-COM CP/M

Questo è il secondo articolo della serie il computer di Selezione. La serie di articoli che pubblichiamo si propone di presentare un computer modulare con struttura a BUS e supportato dal ben noto sistema operativo CP/M. I singoli moduli sono realizzati con schede in formato "eurocard" (100 x 160 mm). Oggi descriviamo la scheda di Input/Output, che rappresenta il ponte di comunicazione fra l'unità centrale e la periferia (p. es. il terminale video e la stampante). Il monitor del sistema utilizza solamente i due canali seriali (SIO) presenti sulla scheda. I ports paralleli (PIO) restano a completa disposizione dell'utente.

ing. Ennio De Lorenzo - seconda parte

La scheda utilizza due componenti periferici della "famiglia" Z80; il SIO (Serial Input Output) ed il PIO (Parallel Input Output). Il sistema utilizza sotto CP/M i due canali seriali del SIO e precisamente il canale A per il terminale video ed il canale B per la stampante.

La *figura 1* mostra lo schema a blocchi della scheda. Il SIO ed il PIO sono collegati al BUS tramite una logica di indirizzamento e di "bufferizzazione" dei dati. Il SIO riceve da un generatore di Baud la frequenza di trasmissione e di ricezione dei dati seriali.

Il circuito completo è visualizzato in *figura 2*. Il BUS dei dati (D0 ... D7) è separato dal BUS "interno" della scheda dal "driver" B1 (74LS245) in grado di pilotare le 8 linee in ambedue le direzioni (lettura e scrittura dei dati). Non c'è bisogno di pilotare gli altri segnali utilizzati dalla scheda (indirizzi e controlli).

Utilizzando componenti del tipo "A" la scheda funziona con un clock di sistema di 4 MHz. Il prototipo ha funzionato con lo stesso tipo di componenti senza problemi anche a 6 MHz: a questa frequenza si consiglia lo stesso di

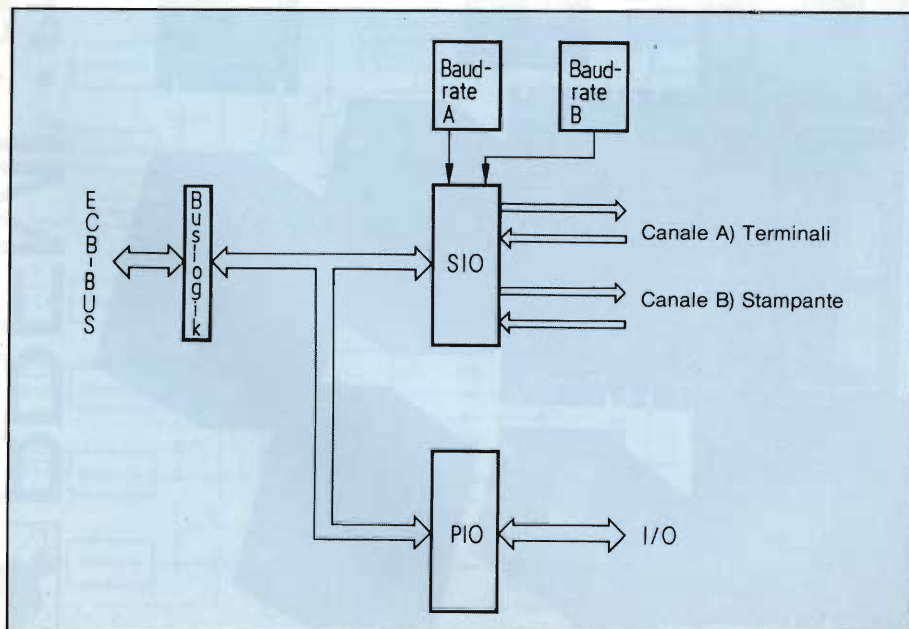



Fig. 1 - Lo schema a blocchi della scheda SIO/PIO.

Tabella 1 - Lista dei componenti della scheda SIO/PIO

1 - SIO -0A
1 - PIO -A opzionale
2 - 4702 BPC (Fairchild)
1 - 74LS00
1 - 74LS85
1 - 74LS138
1 - 74LS245
2 - 1489 (75189)
2 - 1488 (75188)
1 - 1 kΩ
1 - 10 MΩ
2 - 68 pF
1 - Quarzo 2,4576 MHz
1 - Interruttore DIL, 8 poli
1 - Connettore DIN 41612 a 64 poli colonne a + c
2 - Zoccoli 40 piedini
1 - Zoccolo 20 poli
5 - Zoccoli 24 poli
4 - Zoccoli 16 poli
1 - Zoccolo 14 poli
1-2 - Connettori a vaschetta 25 poli in forma angolare (opzionale: uno solo).

usare componenti (SIO e PIO) di tipo "B".

Gli indirizzi di I/O (Input/Output) sono selezionabili tramite i ponticelli J. Il monitor che pubblicheremo in un prossimo articolo non richiede alcun ponticellamento (tutti i ponticelli "aperti") e gli indirizzi dei componenti sono perciò ("H" per esadecimale):

SIO canale A	dati	F0H
	stato	F1H
SIO canale B	dati	F2H
	stato	F3H
PIO port A	dati	F4H
	contrl	F5H
PIO port B	dati	F6H
	contrl	F7H

Il circuito di selezione degli indirizzi è composto dal comparatore V1 (74LS85) e dal decodificatore D1 (74LS138) che abilitano il SIO ed il PIO portando a livello basso le rispettive entrate CE (Chip Enable = abilitazione dell'integrato), qualora dovesse apparire sul BUS uno degli indirizzi sopraelencati.

Contemporaneamente viene abilitato il "driver" (= pilota) dei dati B1 tramite le due porte N1 e I1. La direzione del flusso dei dati viene predisposta con il segnale di lettura: RD (Read).

Gli integrati B2 e B3 (TL188 e TL189) generano i segnali di entrata ed uscita seriali in conformità allo standard RS 232. Il layout della scheda è progettato in modo da poter disporre due connettori a vaschetta (Standard RS232) direttamente sul bordo opposto a quello del connettore del BUS.

Un unico quarzo pilota il generatore di Baud costituito dagli integrati BD1 e BD2 (4702). La frequenza di trasmissione e ricezione seriale può venire impostata separatamente per i due canali A e B tramite interruttori di tipo DIL (Dual In Line) visibili sulla piantina della disposizione dei componenti (DIL-SW).

Come già detto, i due canali seriali del SIO sono previsti per il terminale video (canale A) e per la stampante del sistema (canale B), mentre le linee parallele del PIO sono libere, a disposizione dell'utente e accessibili sullo zoccolo DIL a 24 piedini ben visibile sulla disposizione dei componenti. Il layout è progettato in modo che può venir usato anche un connettore per cavo piatto (vedi figura 4).

Il layout della scheda è riportato in *figura 3* (lato saldature) e *figura 4* (lato componenti). La *figura 5* mostra la disposizione dei componenti. Tutti i circuiti integrati sono montati su appositi zoccoli per facilitare la fase di collaudo e messa in funzione.

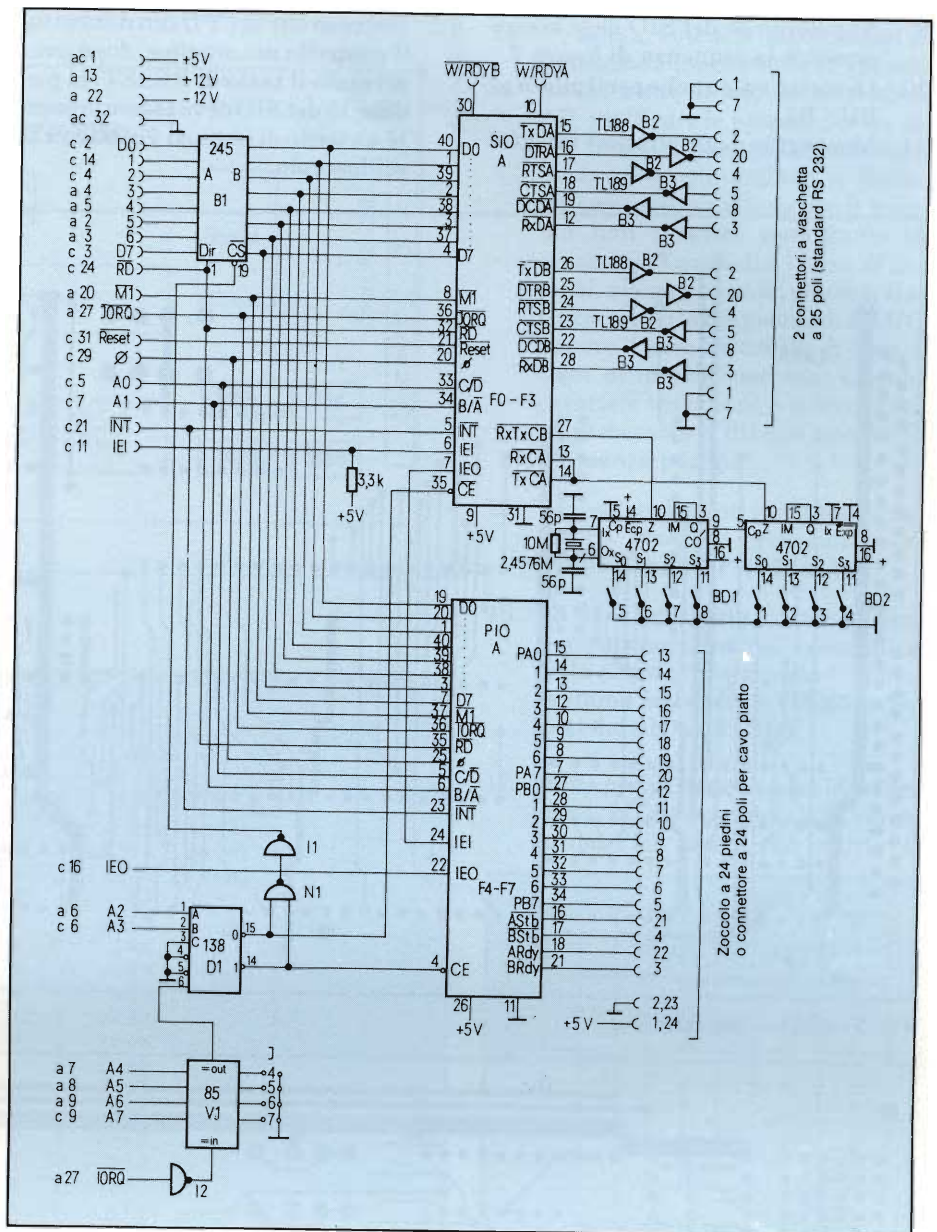



Fig. 2 - Il circuito completo della scheda SIO/PIO.

Montaggio e test della scheda

1. Montaggio dei componenti passivi e degli zoccoli.
2. Scelta della frequenza di Baud (vedi la tabella di *figura 6*).
3 Montaggio degli integrati eccetto il SIO il PIO ed il Pilota B1.
4. Applicazione della tensione di alimentazione e misura dei valori: il piedino 9 del SIO deve essere a + 5 V, il piedino 31 a massa. Accertarsi della presenza delle tensioni di + 12 V e — 12 V (presenti sul connettore del BUS ECB rispettivamente ai piedini a13 e a22).
5. Il piedino 26 del PIO porta + 5 V, il piedino 11 è a massa.
6. Ai piedini 13, 14, 27 del SIO deve esservi presente una frequenza pari a 16 volte la frequenza di Baud prescelta.
7. I piedini 20 del SIO e 25 del PIO devono portare il segnale di clock presente alla CPU.
8. I piedini 15, 16, 17, 18, 19, 12, 26, 25, 24, 23, 22, 28 del SIO devono avere un segnale fra 0 V e + 5 V: questo è un test per verificare gli integrati B2 e B3 per l'interfaccia RS 232.

9. Al piedino 35 del SIO deve essere presente la sequenza di *figura 7*.
10. Lo stesso vale anche per il pilota al BUS B1.
11. Montaggio degli ulteriori integrati.
12. Nel caso che la CPU funzioni sotto il controllo del monitor, dopo aver premuto il tasto di RESET, al piedino 15 del SIO deve essere presente un treno di impulsi visibili all'oscilloscopio.
13. Se il treno di impulsi è presente, si può collegare il terminale video. Sullo schermo apparirà il messaggio del monitor ed il sistema reagirà alla battuta di un tasto della tastiera.

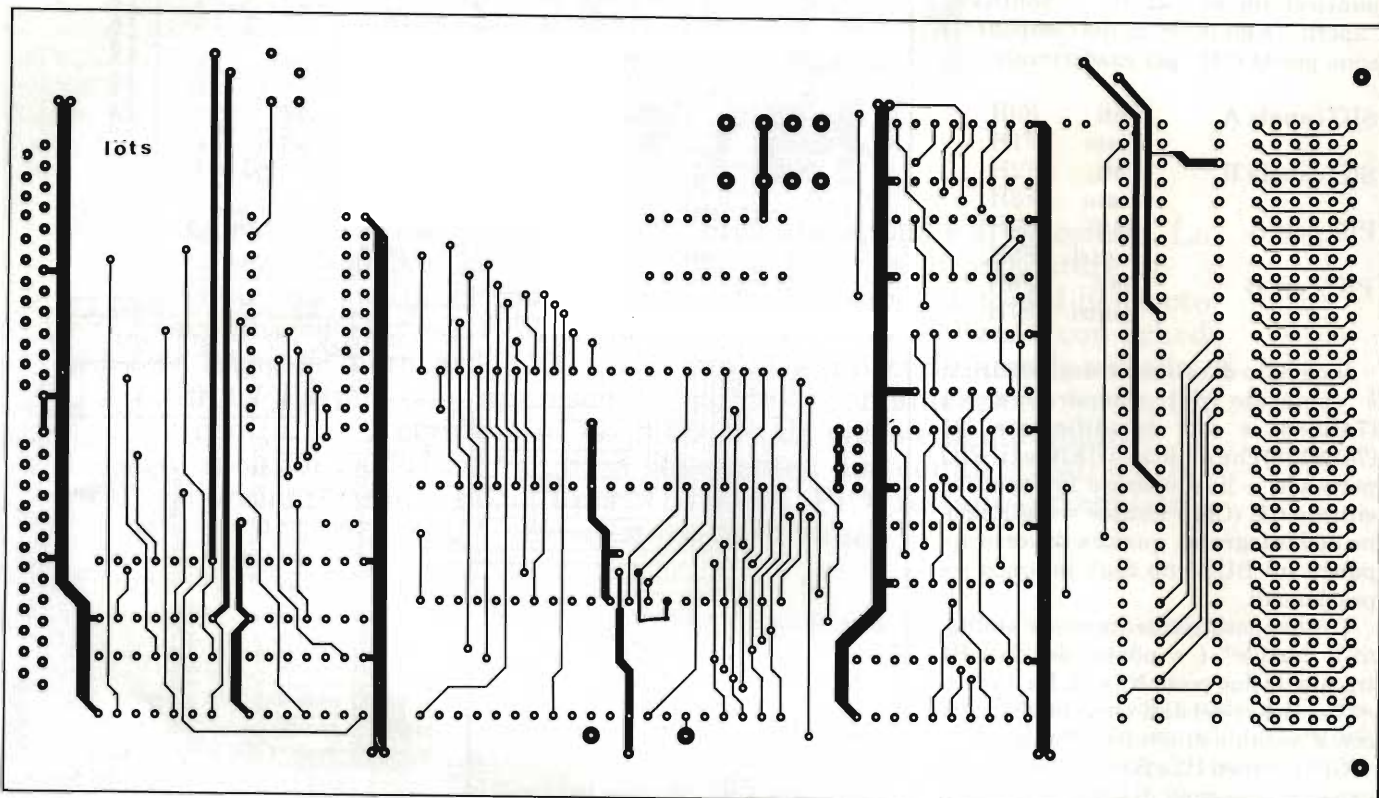



Fig. 3 - Il layout: lato saldature.

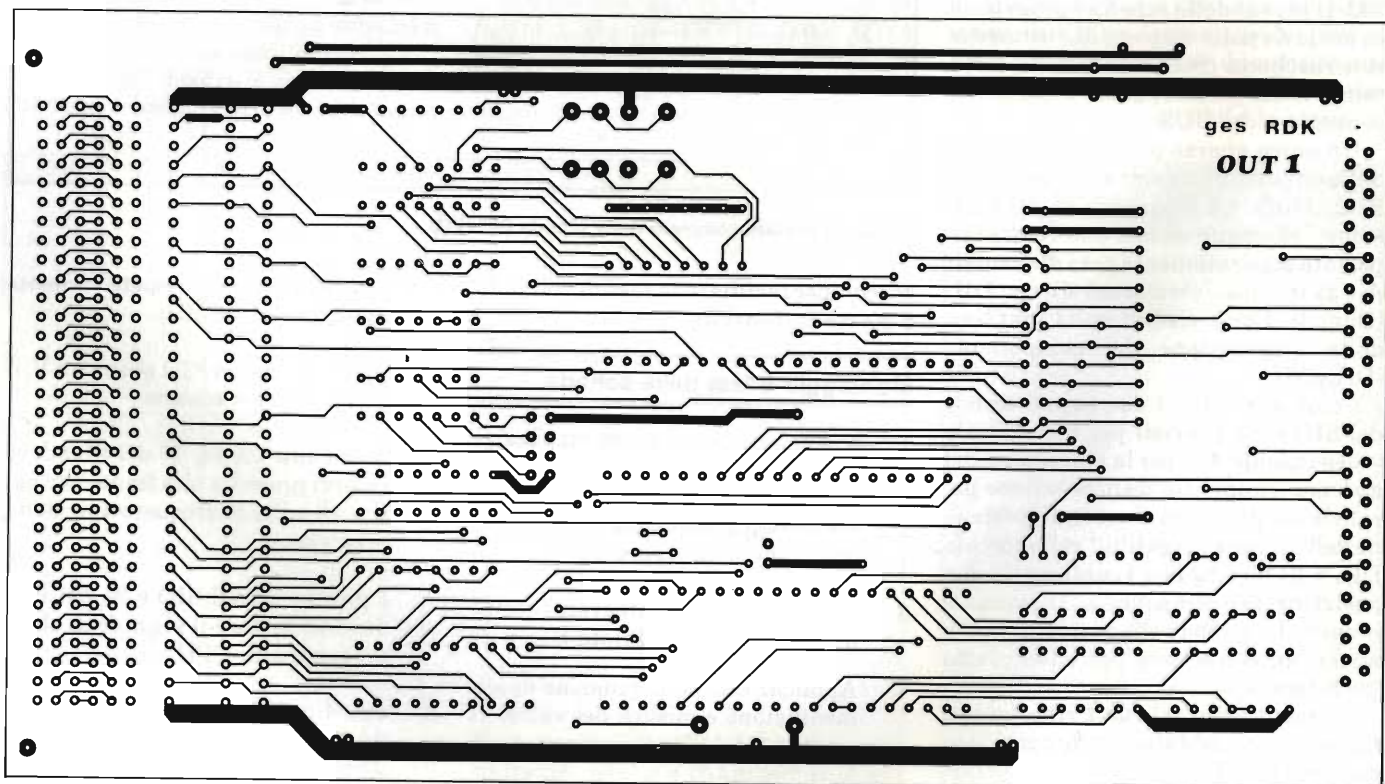



Fig. 4 - Il layout: lato componenti.

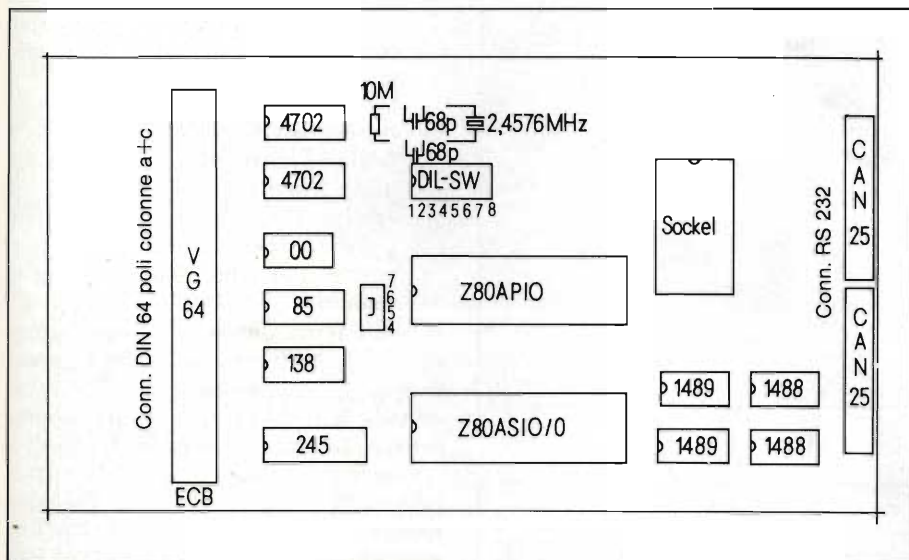



Fig. 5 - La disposizione dei componenti.

11	12	13	14	<- Pin
S 3	S 2	S 1	S 0	Baudrate
0	0	0	0	19200 (extn)
0	0	0	1	19200 (extn)
0	0	1	0	50
0	0	1	1	75
0	1	0	0	134.5
0	1	0	1	200
0	1	1	0	600
0	1	1	1	2400
1	0	0	0	9600
1	0	0	1	4800
1	0	1	0	1800
1	0	1	1	1200
1	1	0	0	2400
1	1	0	1	300
1	1	1	0	150
1	1	1	1	110

Fig. 6 - La tabella delle "Baud-rate".

Fig. 7 - L'oscillogramma per il monitor standard.

```
;**********************************************************
;
;        Test di decodifica per la scheda SIO/PIO
;
;**********************************************************
;
;
lp:      in      0f0h     ;input sio
         out     0f0h     ;output sio
         in      0f4h     ;input pio
         out     0f4h     ;output pio

         end
```

Fig. 8 - Il programma per il test di decodifica.

14. Se la reazione alla tastiera non si verificasse (nonostante la presenza del treno di impulsi al piedino 15), verificare la presenza di un altro treno al piedino 12 che deve essere presente quando si preme un tasto della tastiera. Se il sistema non reagisce nonostante la presenza di ambedue i treni di impulsi, allora può darsi che non siano corretti o la frequenza di BAUD oppure il numero dei Bit di Stop. I treni di impulsi per ogni singolo carattere trasmesso e ricevuto deve presentare 8 Bit con uno Stop-Bit (senza parità).

15. Se i test precedenti risultassero negativi, bisogna proseguire con l'aiuto di una EPROM di test.

16. La figura 6 riporta un piccolo programma per il test della decodifica della scheda, e ne riporta l'oscillogramma alle entrate CS (Chip Select) del SIO e del PIO.

17. Non appena il terminale video funziona, si può procedere alla verifica del PIO. Ora si può inserire il

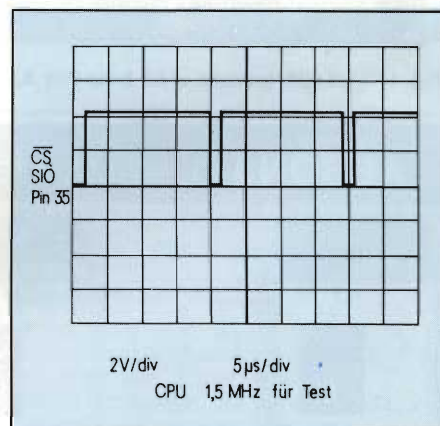



Fig. 9 - L'oscillogramma del test di decodifica.

```
        ;
        ;
            ld      a,00001111b     ;output mode
            out     0f5h            ;port a
            out     0f7h            ;port b
    lp:     inr     a               ;dati
            out     0f4h            ;sul port a
            out     of6h            ;e b
            jp      lp

            end
```

Fig. 10 - Il programma per il test del PIO.

Fig. 11 - L'oscillogramma al Bit 0 del PIO A.

Fig. 12 - L'oscillogramma al Bit 0 del PIO B.

programma di test con l'aiuto del monitor del sistema. Il programma è riportato in *figura 10.*

18. Ambedue i ports del PIO vengono fatti "contare". Le *figure 11* e *12* mostrano gli oscillogrammi dei rispettivi Bit 0 dei port A e B. I Bit più significativi avranno una frequenza pari alla metà dei Bit precedenti.

Il test è terminato e la scheda funzionante. Nella ricerca dei guasti bisogna prestare particolarmente attenzione ai cortocircuiti da saldatura che rappresentano la fonte di errori più frequente.

Con le due schede CPU e SIO/PIO il SELCOM è già in grado di eseguire modesti sviluppi di software (in linguaggio macchina con l'aiuto del monitor in EPROM).

Nei prossimi articoli pubblicheremo il programma di monitor e la scheda per il pilotaggio dei floppy-disc con la quale il SELCOM sarà in grado di girare sotto il controllo del noto sistema operativo CP/M.

Le schede del sistema SEL-COM sono reperibili presso la ASB-ELETTRONICA in Milano, Via Borgazzi, 2. Per ulteriori informazioni e chiarimenti sono naturalmente a vostra disposizione allo (02) 6592585.

TEK 2200 OSCILLOSCOPI MULTI-IMPIEGO

LO STANDARD PRESTAZIONI/PREZZO

Ampia gamma di sensibilità verticali
Fattori di scala da 100 V/div. (sonda x 10) a 2 mV/div. (sonda x 1). Precisione ± 3 %. Accoppiamento c.c. e c.a.

Due canali ad alta sensibilità
Banda passante dalla c.c. a 60 MHz da 10 V/div. a 20 mV/div.; 2 mV/div. dalla c.c. a 50 MHz.

Velocità di scansione
Da 0,5 s a 50 ns. Fino a 5 ns/div. con l'espansore x 10.

Misure con scansione ritardata
Precisione ± 3 % con la singola base tempi (mod. 2213); ± 1,5 % con la doppia base tempi (mod. 2215).

Completo sistema di trigger
Le modalità disponibili sono: quadro TV, normale, automatico, con selezione CH1, CH2 od entrambi. Sorgente interna, esterna e rete. Holdoff variabile.

Sonde comprese
Due sonde x 10. L'intera banda passante di 60 MHz è disponibile sul puntale delle sonde stesse.

pronto, Tektronix

Basta una telefonata

Mai è stato così facile avere un oscilloscopio Tektronix. Basta infatti una semplice telefonata per ordinare un oscilloscopio TEK 2213 o 2215 e riceverlo direttamente al vostro domicilio completo di sonde, manuali di impiego e di servizio.

Pronta consegna

Gli oscilloscopi TEK 2213 e 2215 non solo sono facili da ordinare ma anche rapidi da ottenere. Infatti, solo per questi modelli la Tektronix ha deciso di offrire la pronta disponibilità presso i suoi uffici commerciali in tutto il mondo.

Affidabilità alta, prezzo basso

L'attenta progettazione e la razionalizzazione della produzione ha permesso non solo di ottenere strumenti più affidabili, ma anche di contenere i costi. Questo ha portato un beneficio immediato ai clienti Tektronix: il basso prezzo. Gli oscilloscopi TEK serie 2200 sono infatti offerti ad un prezzo estremamente competitivo specie se valutato rispetto a quanto questi strumenti offrono in fatto di prestazioni, affidabilità e durata di garanzia.

TEK 2213 - Lire 1.990.000*
Sweep ritardato

TEK 2215 - Lire 2.400.000*
Doppia base tempi

*Compresi il coperchio frontale e due sonde.
IVA esclusa - Prezzi indicativi causa fluttuazione cambi.

Garanzia totale di 3 anni

La realizzazione di questi oscilloscopi, particolarmente studiata sotto il profilo dell'affidabilità, ha permesso alla Tektronix di offrire, per la prima volta in questo settore industriale, una garanzia completa di tre anni comprensiva sia di parti (incluso il CRT) che di manodopera.

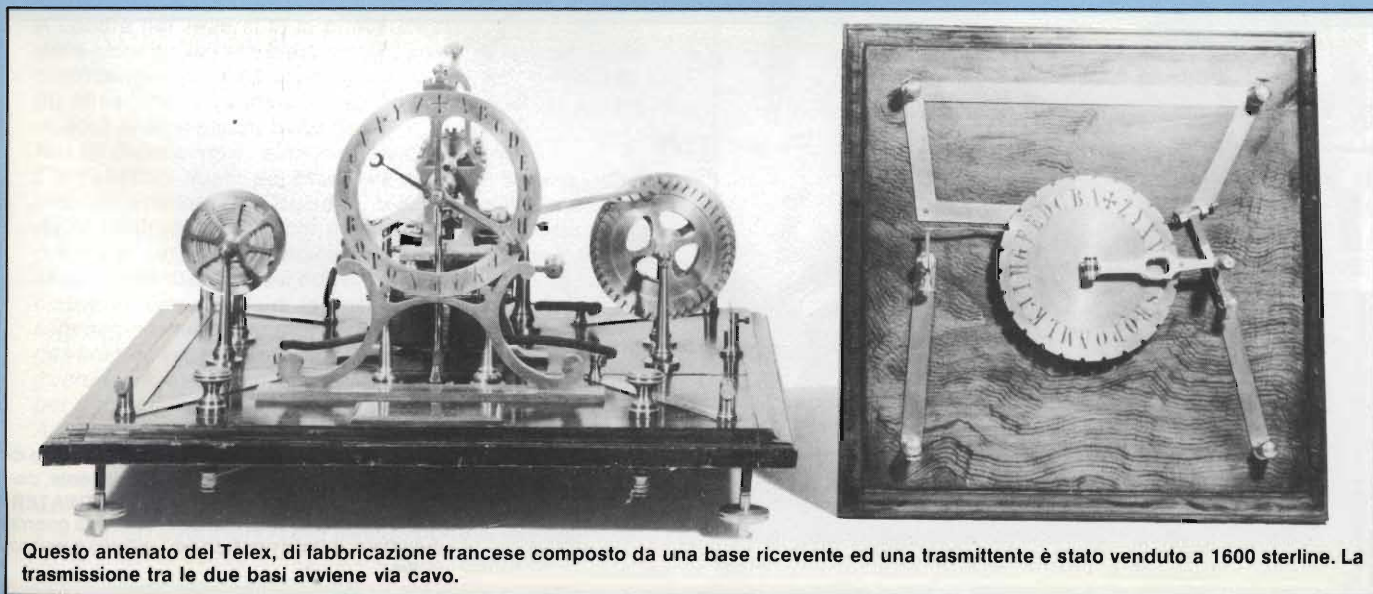
TEKTRONIX S.p.A.
20141 MILANO
Via Lampedusa 13 - Tel. (02) 8466446
00141 ROMA
P.za Antonio Baldini 45 - Tel. (06) 8278041
10141 TORINO
Via Card. M. Fossati 5 - Tel. (011) 3351143

THE RITMAN COLLECTION OF WIRELESS EQUIPMENT

dal nostro inviato a Londra

CHRISTIE'S 1766

CHRISTIE'S
SOUTH KENSINGTON

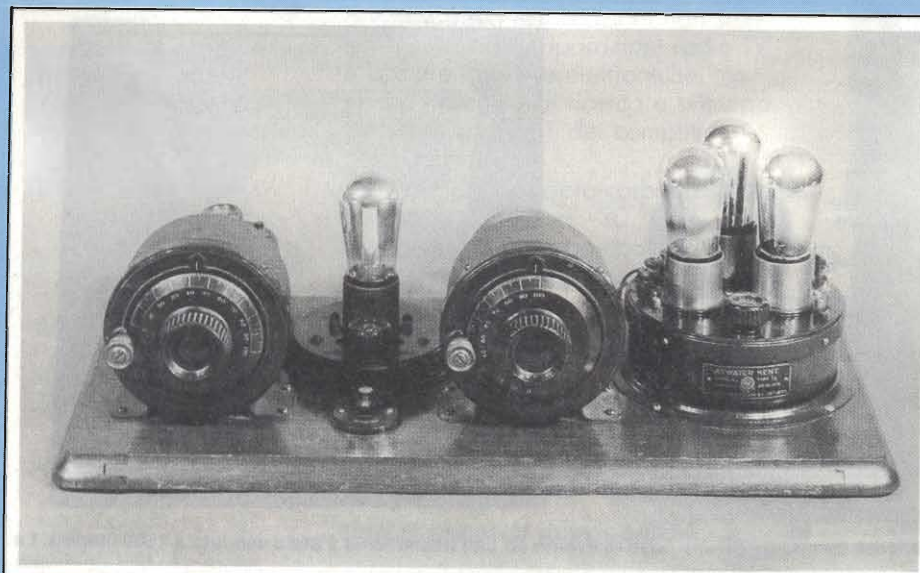
Circa 150 modelli di primordiali radio-ricevitori di fattura europea facevano corona ad una moderna telecamera giapponese quando il 1° Marzo scorso gli operatori della BBC sono entrati nella Hangar Room di Christie's per riprendere i preziosi oggetti in vendita, che appartenevano alla Ritman Collection.
Christie's è soprattutto famoso per le sue aste di opere d'arte, porcellane, tappeti ma non disdegna la vendita di pezzi rari a qualunque campo essi appartengano.
Cosa è la Ritman Collection? Questa raccolta di centinaia di prototipi e parti di vecchi radiotelegrafi o televisori o più compiutamente radioricevitori prende il nome da Tony Ritman Jr. un ricco commerciante olandese che pur dovendo le sue fortune alla lavorazione della plastica è stato un appassionato e dedicato collezionista di antiche costruzioni elettromeccaniche.
L'intera Collezione è stata smembrata in tre lotti: il primo riguardava apparecchiature alimentate direttamente dalla rete e quindi normalmente di fabbricazione negli anni 30.
Il secondo lotto è stato ceduto in questa occasione e proponeva radio-ricevitori di costruzione compresa tra il 1905 e il 1930 più di 2 modelli di telericevitori tra cui il famoso BAIRD TELEVISER.
Mr. Ritman ha dichiarato che il rimanente non verrà posto in

Questo antenato del Telex, di fabbricazione francese composto da una base ricevente ed una trasmittente è stato venduto a 1600 sterline. La trasmissione tra le due basi avviene via cavo.

vendita pubblica ma rimarrà presso la sua collezione privata.
Ecco quindi che il 1° di marzo rappresentava un'occasione più che unica per i collezionisti di poter mettere le mani su pezzi che sono altrimenti esposti in musei come il famoso Wireless Museum nell'isola di White o il Chalk Pitts Museum vicino ad Arundel.
Infatti nella affollata sala di Christie's erano presenti australiani, olandesi, americani, italiani e persino giapponesi.
La presenza di questi ultimi non è certo motivata da intenzioni spionistiche bensì da un apparente desiderio di una completa vittoria sulla tecnologia occidentale.
Non a caso ben otto tra i più costosi apparecchi all'asta sono stati acquistati da compratori giapponesi.

Ricetrasmettitore con tasto Morse. L'omologazione di questo apparecchio reca la data del 1907. Ha raggiunto il mezzo milione di lire che a nostro parere è un ottimo prezzo.

I PEZZI PIU' RARI

Al centro della sala splendeva, lucido come appena uscito dal genio che l'ha progettato l'antenato del moderno telex.
Genericamente definito come "Telegrafo Ricevente e Trasmettente" è composto da due basi in legno su cui si appoggia il meccanismo fatto di solido ottone. Una base è la parte trasmittente, dove lettera dopo lettera lo scrivente inviava il messaggio tramite impulsi che via cavo ovviamente raggiungevano la parte ricevente e stimolavano un disco stampante.
La preziosità di questo primordiale telex consiste nel fatto che questo pezzo in particolare non esce dalla piccolissima serie fabbricata a Lione alla fine del secolo scorso bensì è il prototipo funzionante creato dagli inventori: Benevollo e Coquais.
Non per nulla questa autentica meraviglia è stata venduta per 1600 sterline pari a 4 milioni tondi.
Di particolare interesse affettivo erano alcuni ricetrasmittenti usanti durante la I Guerra Mondiale.
Quello che appariva nello stato migliore era un MARKII A/947 costruito nel 1916 dalla General Electric Co. Questo modello era in dotazione sui velivoli inglesi come pure l'altro G.E. A/325 dotato di 5 valvole V24 che però era solo ricevente.
L'A/947 è stato venduto a sole 150.000 Lire, molto al di sotto del suo valore, mentre sorprendentemente il ricevitore ha raggiunto le 300 Sterline (750.000 L.).
Per quanto riguarda le comunicazioni terrestri il più diffuso tra gli alleati era il modello MARK III un ricevente sulle OM prodotto dalla W/T Factory. I modelli presentati hanno quasi raggiunto il milione di Lire. Il modello MARK II, trasmettitore 20 WATT di uscita è stato aggiudicato a 220 Sterline (550.000 L.).
Un altro MARK III 3459, ricevitore ad onde corte, in perfette condizioni ha raggiunto le 350 Sterline (circa 900.000 L.).
Naturalmente anche ricevitori in dotazione nelle trincee dell'Asse sul fronte Francese hanno raggiunto ottime quotazioni.

Ricevitore Marconi V2. Questo stupendo pezzo funzionante, dotato di 2 valvole reca il marchio d'omologazione della BBC. Il prezzo di vendita è stato 220 sterline.

Questo ricevitore a 4 valvole è un capolavoro di funzionalità e semplicità. Probabilmente costruito negli anni 1919/1920 dalla ATWATER KENT, ditta chiusa prima della seconda guerra mondiale, e stato venduto ad 1 milione e mezzo di lire.

Quanti apprezzatori di queste meraviglie della tecnica vorrebbero possedere un A.J.S. a sette valvole! Il mobile in lucido mogano comprendeva un compartimento che alloggiava sia l'accumulatore H.T. per l'anodo e sia l'accumulatore a 2 V per i filamenti.

Ad esempio un Ricevitore "prussiano" Loewe con una sola valvola e potenziometro regolabile è stato aggiudicato a 300 sterline.
Altri ricevitori che hanno superato il milione di lire erano dei BURNDEPT del 1922. Questa marca considerata la Rolls Royce degli anni 20 e 30 è ancora in attività a Erith, Kent ed ora è specializzata nei radioricevitori per la polizia e per il soccorso marino.
Un bellissimo ricevitore Gecophone del 1927 è stato acquistato da un compratore italiano. Gecophone era il vecchio marchio dell'odierna General Electric Company.

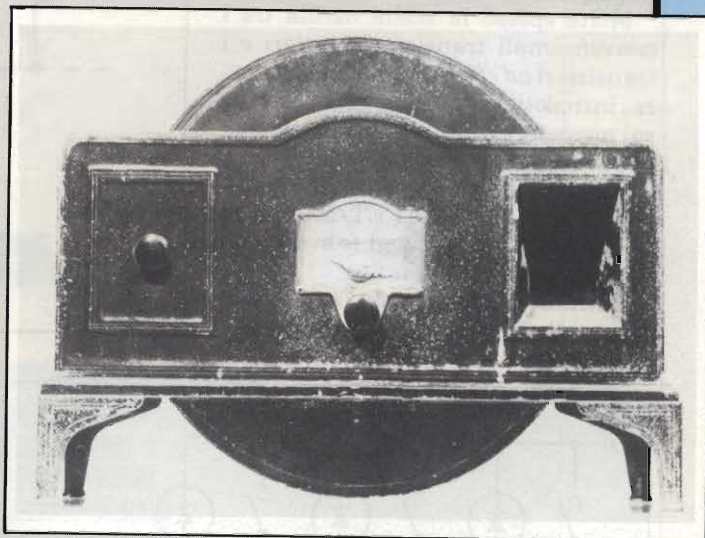
I PROSSIMI APPUNTAMENTI PER I COLLEZIONISTI

Strumenti scientifici	Apparecchi fotografici	Strumenti meccanicomusicali
14 Giugno	21 Giugno	
16 Agosto	16 Agosto	9 Agosto
18 Ottobre	4 Ottobre	11 Ottobre
20 Dicembre	15 Novembre	15 Dicembre

Tutte le aste si svolgono di giovedì alle 14

Per ottenere i cataloghi di ogni manifestazione scrivete a Christie's 85 Old Brompton Road London SW7 Att. Miss. Deborah Harman

IL TELEVISORE BAIRD

Lo scozzese John Logie Baird (1888 - 1946) è uno dei pionieri delle trasmissioni video.
Trasferitosi giovanissimo ad Hastings nel Sussex già nel 1923 costruì un apparato TV con vecchie scatole di biscotti dando inizio alle prime rice-trasmissioni di immagini fisse.
La prima fu la Croce di Malta e la trasmissione non superò la distanza di 3 metri. Egli lavorara basandosi sul disco di Nipkow cioè un primitivo analizzatore meccanico di immagini.
A Londra nel 1926 ci fu la prima dimostrazione pubblica della ricomposizione elettro-meccanica di una pellicola cinematografica. Il risultato, a mezzi toni, era formato da 30 linee che si ripetevano 10 volte al secondo su un quadro di dimensioni 5 per 3 cm.
Nel 28 Baird compì i suoi progressi migliori.
L'8 Febbraio riuscì ad effettuare la prima trasmissione intercontinentale tra Coulsdon, U.K. e Hartdale, U.S.A.
Baird effettuò dopo pochi mesi la prima dimostrazione pratica di un sistema radiovisivo cromatico impiegando ancora il disco di Nipkow con una serie di 3 spirali di 30 fori ciascuno: una spirale di fori per ogni colore primario.
L'immagine veniva ricostruita da due lampade a scarica di gas più una al neon. Una lampada a vapori di mercurio per il verde, una a vapori di elio per il blu mentre quella al neon per il rosso.
A maggio Baird iniziò a trasmettere sia informazioni video che audio.
Comunque Baird non fu l'inventore della televisione in assoluto in quanto nel periodo degli anni 20 decine di fisici e ingegneri lavoravano sulla trasmissione di immagini accavallando i risultati o migliorando scoperte di altri.

Tra gli altri: Alexanderson, De Forest (triodo), Zwory Kin (iconoscopio) Fleming (diodo Termoionico), Jenkins, Ives e pure il nostro John Geloso che, come Baird, sviluppò il disco di Nipkow.
Certamente Baird fu uno dei pochi che iniziò una attività commerciale per sfruttare il suo genio e il risultato fu una piccola serie di TV che funzionavano con un disco posteriore.
Uno di questi antenati è stato venduto durante l'asta per quasi 7 milioni ad un museo australiano.

BIPOLARI O POWERMOS IN INVERTER

a cura della Redazione

È nostra intenzione dare con queste brevi note una risposta univoca a questo interrogativo. I grafici e la tabella dovrebbero essere sufficienti a fare imboccare la strada giusta al progettista dei sistemi di potenza.

Gli ultimi progressi effettuati nella tecnologia di costruzione dei semiconduttori di potenza, e l'introduzione di circuiti integrati LSI, appositamente studiati per realizzare sistemi di controllo a modulazione della larghezza dell'impulso (PWM), hanno permesso di semplificare notevolmente i *sistemi di controllo della velocità* dei motori a induzione. In questi sistemi, il motore trifase può essere alimentato sia mediante rete monofase che trifase; la scelta del tipo di "interruttore di potenza" da impiegare nell'*inverter* dipenderà in questi casi, in gran parte, dalla potenza del motore impiegato.

Molto spesso la scelta oscilla tra i convenzionali transistori *bipolari* e i transistori *ad effetto di campo di potenza*, introdotti da appena qualche anno sul mercato, e denominati commercialmente POWERMOS dalla *Philips*.

Ognuno di questi due tipi di transistori e cioè "bipolari e FET/MOS" ha i suoi particolari vantaggi (e svantaggi naturalmente).

Entrambi, per esempio, sono facilmente pilotabili e, a differenza dei tiristori e degli ASCR impiegati nei primi inverter PWM non richiedono i complessi circuiti di commutazione (ASCR = *A*symmetric *S*ilicon *C*ontrolled *R*ectifier). È noto che i tiristori, una volta portati in conduzione, non sono più bloccabili agendo sul gate. I circuiti di commutazione servono a bloccare un tiristore in conduzione, e sono assolutamente indispensabili negli inverter dove le ,fasi di "on" e di "off" si succedono a frequenze abbastanza elevate .

Questo articolo ha lo scopo di presentare al progettista i transistori di potenza (bipolari e MOS Philips) più adatti a soddisfare i vari livelli di potenza di un motore.

Fig. 1 - Schema semplificato di un inverter per motore ad induzione trifase.

PER MOTORI IN C.A.?

POWERMOS oppure bipolare?

In un inverter destinato a comandare un motore mediante impulsi variabili in larghezza (PWM = *P*ulse *W*idh *Mo*dulation) possono essere utilizzati i due tipi di transistori suddetti *(figura 1)*.

I diagrammi riportati nelle *figure 2 e 3* indicano i tipi di transistori bipolari o POWERMOS più adatti a soddisfare le esigenze di potenza richieste da una particolare applicazione. Viene inoltre fatta l'importante distinzione tra tensione di alimentazione di rete monofase oppure trifase. La *tabella 1* elenca i parametri più importanti caratteristici di questi sistemi di regolazione della

Tabella 1 - Confronto delle prestazioni dei transistori POWERMOS e bipolari

Parametri	*Transistori* POWERMOS	*Transistori bipolari di potenza*
Velocità di commutazione	*****	***
Perdite dovute alla commutazione	*****	***
Perdite durante la fase di conduzione	***	*****
Tensione di bloccaggio	***	*****
Transitorio di corrente	*****	***
Facilità di pilotaggio	*****	***
Area di funzionamento sicuro (SOAR)	*****	***
Facilità di collegamento in parallelo di più dispositivi	*****	****
Temperatura massima alla giunzione $T_{j\ max}$	***	****

Prestazione: ***** *molto buona* **** *buona* *** *discreta*

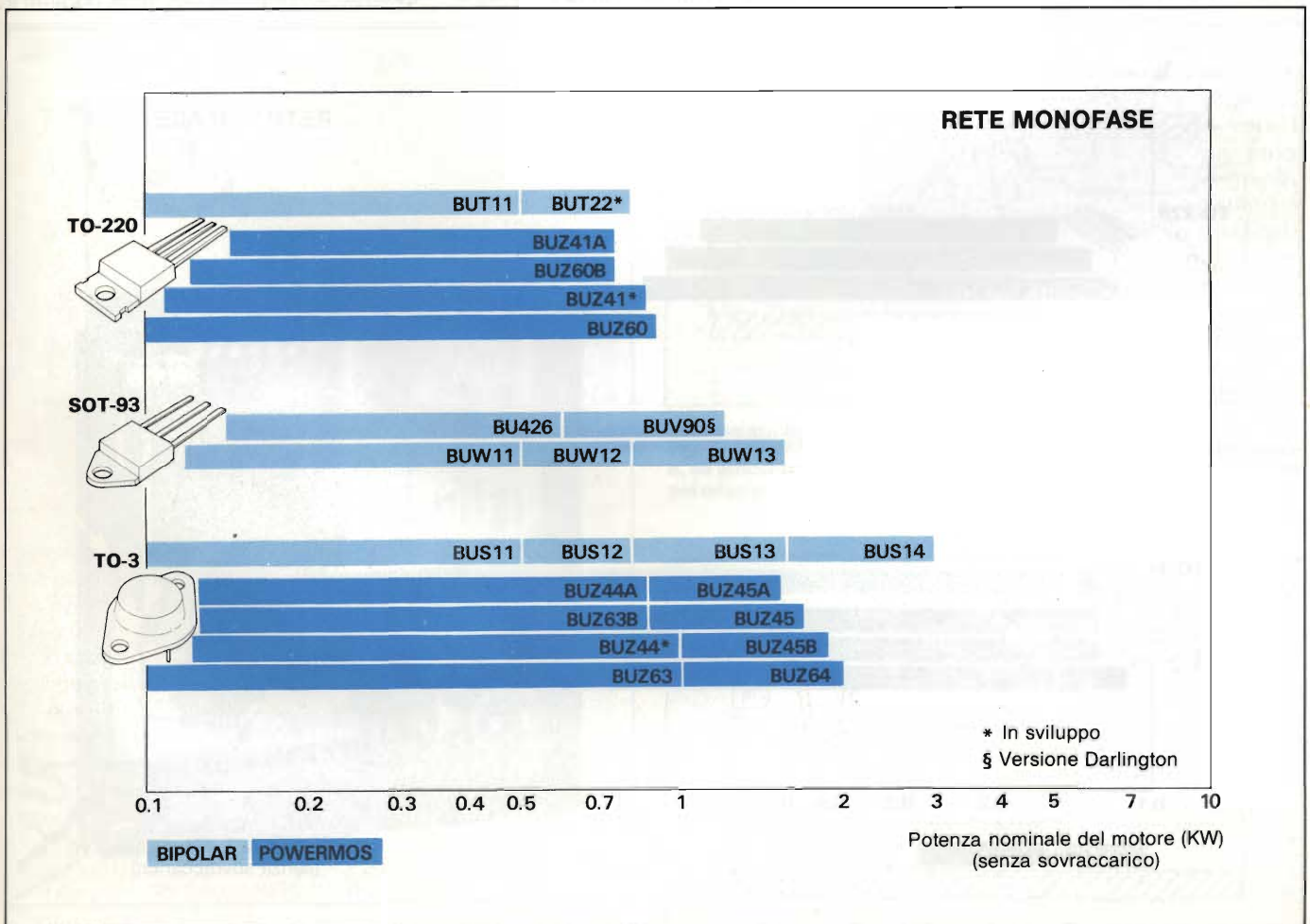



Fig. 2 - Transistori di potenza bipolari e POWERMOS per sistemi di controllo dei motori alimentati da tensione di rete monofase. Dei tipi BUT11, BUW11...13 e BUS11...14 sono disponibili anche versioni per alte tensioni. Una A aggiunta al numero del tipo indica questa possibilità.

velocità dei motori, e "assegna i voti" più o meno soddisfacenti che i due tipi di transistori (bipolari e FET) "si meritano" nel soddisfare ai parametri suddetti.

Il transistore *bipolare*, ovviamente, è il più conosciuto e quello maggiormente utilizzato come *interruttore statico*. Questo perchè costa poco; quando conduce, possiede una bassa caduta di tensione tra emettitore e collettore (bassa tensione di saturazione) e infine sopporta alla giunzione ($T_{j\,max}$) valori elevati di temperatura.

Tra gli svantaggi occorre sottolineare quello di richiedere una potenza relativamente elevata per il suo pilotaggio, e di possedere un'area molto limitata entro la quale esso può funzionare senza creare problemi, (la cosiddetta caratteristica SOAR, *S*afe *O*perating *AR*ea).

Nella *figura 4* si può vedere un sistema di comando di un motore impiegante il transistore bipolare BUY 89.

I transistori *POWERMOS* sono una nuova famiglia di transistori di potenza realizzati in tecnologia MOS. I loro pregi sono: velocità di commutazione (on/off) elevata, bassa potenza perduta in fase di commutazione, area di funzionamento (caratteristica SOAR) molto ampia, facilità estrema con cui possono essere portati in conduzione (on), oppure bloccati (off). Essendo essenzialmente dispositivi di potenza, essi sono molto robusti sia sotto il profilo termico che elettrico: occorre soltanto avere qualche particolare precauzione nel maneggiarli essendo dispositivi MOS (1).

Costruzione e comportamento

Abbiamo più volte sottolineato che un transistore POWERMOS è formato in pratica da un gran numero di piccole celle di transistori MOS, tutte collegate in parallelo e fabbricate in un unico chip (3), (4). Nella *figura 5* viene mostrato in sezione un dispositivo POWERMOS con canale n, ad arricchimento. Qui vediamo come le sorgenti di ciascuna piccola cella (comprendente sone n^+e zone p) vengono impiantate su uno strato epitassiale drogato leggermente (n^-), formato a sua volta su un substrato (che è poi il drain), drogato abbondantemente (n^+). L'elettrodo del gate, in silicio policristallino fortemente drogato (n^+) ricopre in forma di struttura a reticolo, tutta la superficie del chip, ed è isolato dalla sorgente delle singole celle mediante biossido di silicio.

Lo strato metallizzato depositato sulla parte superiore del chip viene messo a contatto con la sorgente di ciascuna cella sottostante mediante dei piccoli fori praticati nel reticolo isolato del gate di cui prima abbiamo parlato.

Ciascuna di queste celle-sorgenti funziona come un singolo transistore indipendente. A seconda della potenza trattata, il chip di un POWERMOS può essere più o meno grande; ciò vuol dire, in altre parole, che un transistore POWERMOS di potenza potrà avere un chip contenente un numero di singole celle collegate in parallelo, che potrà andare da molte centinaia fino ad arrivare a molte migliaia di celle.

Quando un dispositivo siffatto viene portato in conduzione (e ciò si verifica quando V_{GS} è positiva), nella regione p

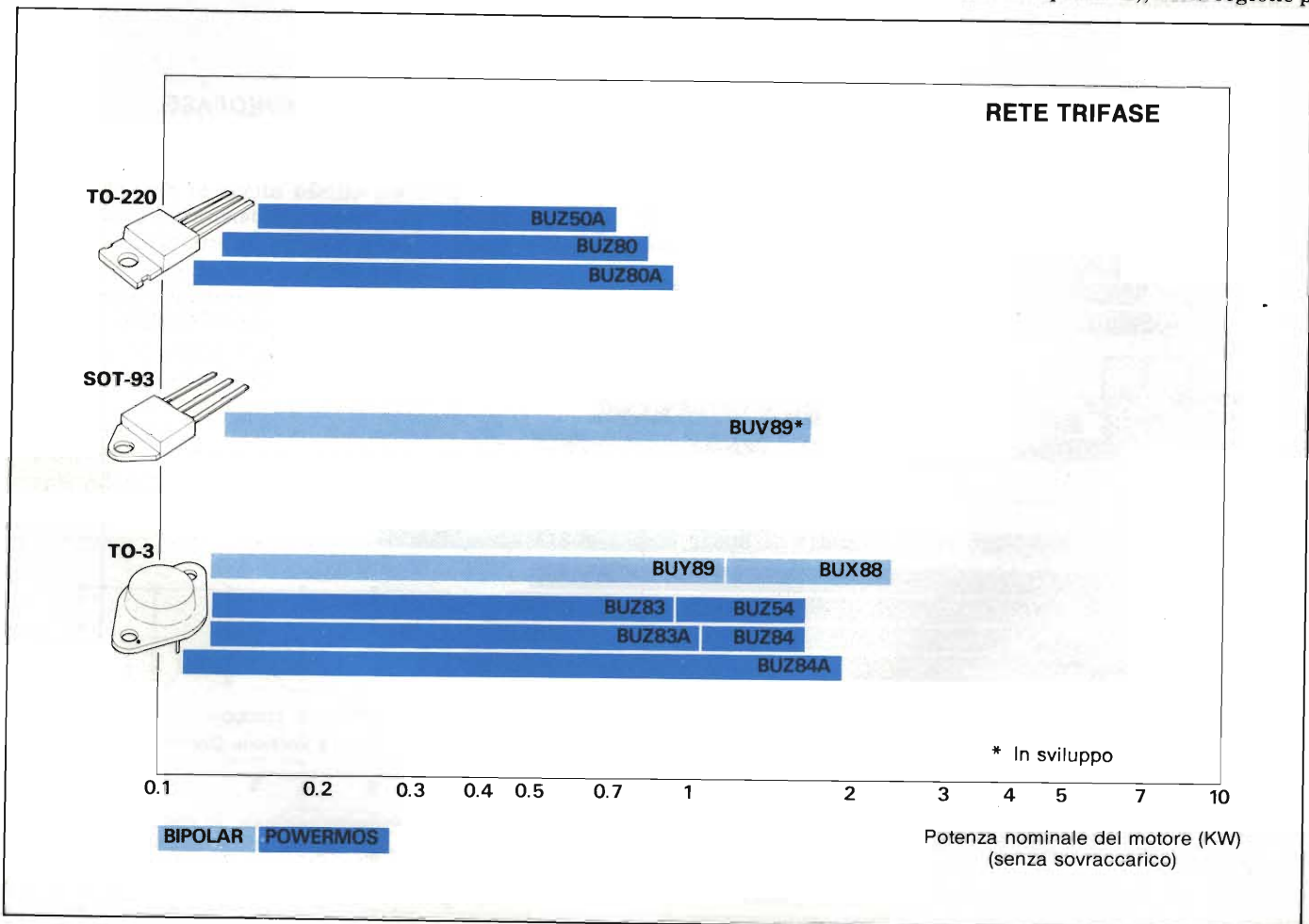



Fig. 3 - Transistori di potenza bipolari e POWERMOS per sistemi di controllo dei motori alimentati da tensione di rete trifase.

sotto il reticolo del gate, si forma uno strato di inversione che dà luogo ad una circolazione di corrente in senso verticale, che partendo dal drain, attraverserà tutto il "corpo" del chip, e orizzontalmente in direzione della sorgente. Questo flusso di corrente si distribuisce in ugual misura intorno al perimetro di ciascuna cella assicurando in questa maniera un completo sfruttamento del silicio del chip.

Una caratteristica interessante e non di poco conto dei FET/POWERMOS è il coefficiente positivo PC (PC = Positive Coefficient) che assume la resistenza presente tra source e drain quando il transistore viene portato in conduzione. Ciò significa che quando in una cella-sorgente la corrente tende ad aumentare, aumenterà ovviamente anche la sua temperatura, e a causa del coefficiente positivo della resistenza, aumenterà proporzionalmente anche il valore della resistenza del tratto source-drain. Ne consegue che una cella-sorgente che avesse la tendenza a far passare una quantità di corrente superiore a quella delle altre celle del chip, verrà ad avere un'azione *autolimitante* che gli consentirà di liberarsi della corrente in sovrappiù e di ripartirla tra le altre celle del dispositivo. In questo modo sarà possibile realizzare una distribuzione autoregolata della corrente circolante nelle singole celle del transistore, e di conseguenza non avremo formazione dei cosidetti "punti caldi" (hot-spot), dovuti a disuniformità di corrente. Gli hot-spot molto spesso fanno entrare il dispositivo in quel famoso anello termico (noto come *thermal runway*) che alla fine porta alla distruzione del chip.

La proprietà delle singole celle-sorgenti di un chip POWERMOS di "donare" il loro sovrappiù di corrente alle celle limitrofe, può applicarsi ovviamente anche ai singoli POWERMOS discreti, ed è per questo motivo che di questi transistori di potenza se ne possono *collegare in parallelo un gran numero*, la seconda della potenza richiesta), senza andare incontro a particolari problemi (bisognerà ovviamente tener conto soltanto delle capacità d'ingresso e di uscita che, sommandosi, tendono a variare i tempi di salita degli impulsi) (2).

I transistori bipolari

Nella *figura 6* è riportata la struttura verticale di un transistore bipolare di potenza per alte tensioni in tecnologia mesavetro. Lo strato esterno fortemente drogato (n^+), prodotto per diffusione è diventato ormai una fase tecnologica standard nei transistori bipolari a tripla diffusione. Esso serve infatti a produrre una transizione graduale tra le regioni n^+ e n^+; questa gradualità permette al transistore di avere un eccellente comportamento nei confronti del fenomeno della *seconda rottura* (second-break-down). Come è noto il fenomeno alla seconda rottura danneggia permanentemente il dispositivo in quanto rappresenta un corto tra emettitore e collettore.

Lo spessore e l'entità del drogaggio della regione n^- (collettore) determina la tensione di rottura collettore-emettitore nonchè il guadagno di corrente a valori di corrente elevati.

I bordi dei cristalli sono ricoperti di vetro (passivazione in vetro); ciò serve ad abbassare il valore delle correnti

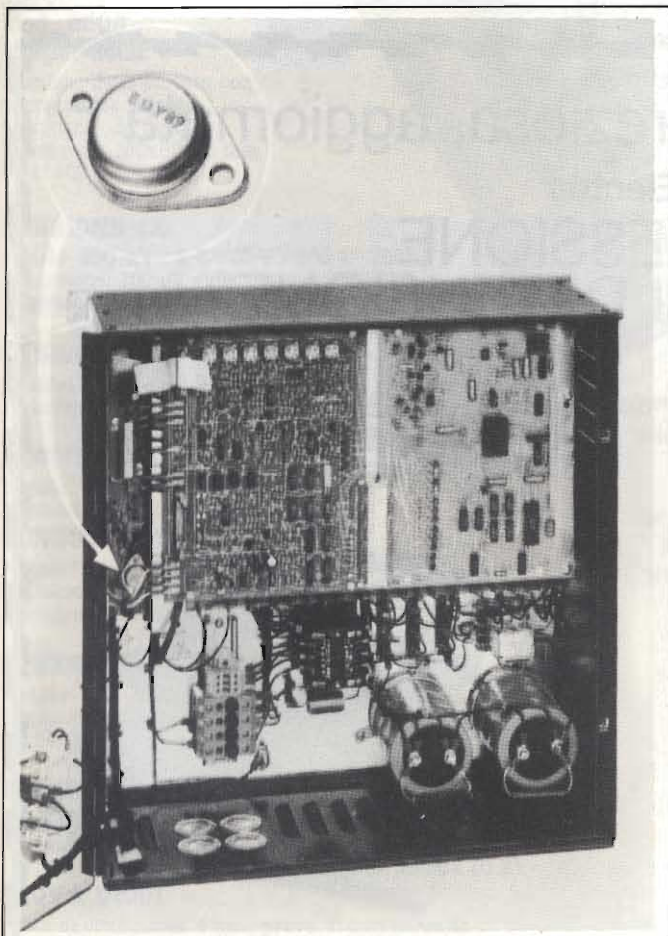



Fig. 4 - Sistema di regolazione della velocità di un motore trifase da 5 kVA. Nell'inverter sono stati impiegati i transistori bipolari BUY 89 (Foto GEC Ltd).

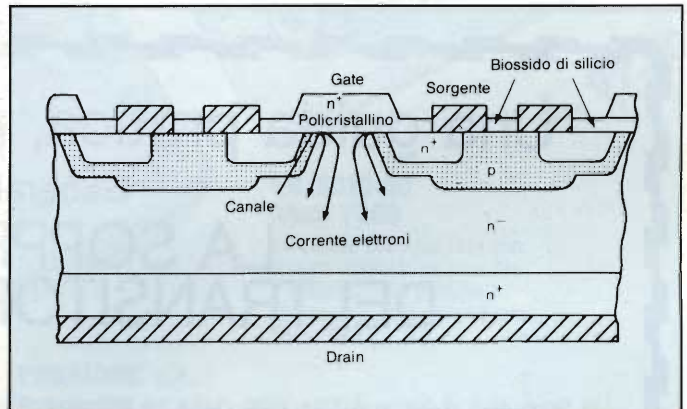



Fig. 5 - Sezione di un cristallo di un transistore POWERMOS con canale n, ad arricchimento. La corrente scorre verticalmente attraverso il chip e poi orizzontalmente attraverso il canale sotto il gate, dentro la sorgente.

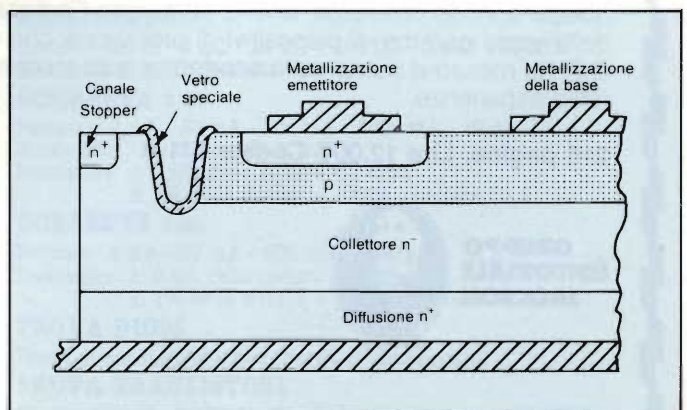



Fig. 6 - Sezione di un transistore di potenza bipolare ad alta tensione.

disperse e rendere stabile la giunzione base-collettore.

Tutt'intorno alla base viene effettuato mediante attacco chimico un solco. Per ridurre l'intensità del campo elettrico nelle vicinanze di questo solco, si provvede a ricoprire quest'ultimo con uno strato di vetro speciale.

I vantaggi ottenuti da questa ricopritura (passivazione) in vetro sono:

— maggiore stabilità della giunzione base-collettore rispetto a quella dei cristalli ricoperti con gomma-silicone; ciò è dovuto essenzialmente al contatto più intimo che si stabilisce tra strato passivato e cristallo (vetro su silicio scavato);
— possibilità di incapsulare il cristallo entro contenitori di plastica senza correre il pericolo di degradare nel tempo il funzionamento del transistore. E questo, per il fatto che la giunzione base-collettore viene ad essere come "sigillata" dallo strato passivatore. Si sà infatti che i cristalli dei transistori per alte tensioni non possono essere incapsulati in contenitori di plastica senza necessariamente andare incontro a problemi di sicurezza di funzionamento nel tempo.

Infine, per ottimizzare la distribuzione del potenziale viene aggiunto per diffusione un "channel stopper" fortemente drogato (n^+).

Conclusione

Le poche notizie riguardanti la struttura interna dei due tipi di transistori sono state date solo per far vedere come si è giunti a dare a questi MOS di potenza le caratteristiche particolari che essi presentano nei confronti dei bipolari.

Il progettista dovrà tener principalmente sott'occhio sia i diagrammi delle *figure 2* e *3* sia la *tabella 1*. Con in mano i dati del suo problema, i dati da noi forniti e un buon circuito di un inverter, avrà molte probabilità di risolvere il suo problema in un tempo ragionevole senza dover mettere "fuori combattimento" qualche transistore bipolare o MOS. ■

Bibliografia

1) B. Bohlburg - *Le scariche elettrostatiche e i dispositivi MOS* - **SELEZIONE di tecniche elettroniche** n. 10/1983, pagina 32.
2) A. Hauenstein - *Transistori SIPMOS e circuiti di commutazione* - **SELEZIONE di tecniche elettroniche** n. 10/1983, pagina 28.
3) L. Cascianini - *FET-MOS di potenza. Darlington e GTO a confronto* - **SELEZIONE di tecniche elettroniche** n. 12/1983, pagina 10.
4) Redazione - *Transistori SIPMOS: Tecnologia e caratteristiche* - **SELEZIONE di tecniche elettroniche** n. 1/1984, pagina 14.
5) H. Bichler - *SIPMOS per regolare la velocità di un motore in cc* - **SELEZIONE di tecniche elettroniche** n. 1/1984, pagina 18.
6) Redazione - *Interruttore statico di potenza con FET/MOS* - **SELEZIONE di tecniche elettroniche** n. 1/1984, pagina 93.

NOVITA' - NOVITA' - NOVITA'
VITA' - NOVITA' - NOVITA' - N
multimetri digitali tascabili
DISPLAY A CRISTALLI LIQUIDI
3 1/2 digit
L. 90.700 +IVA
Robusti e leggeri, sicuri e precisi, belli da vedere e facili da usare, protetti contro i sovraccarichi. Forniti con pratica borsa morbida per il trasporto, coppia di puntali e cavetti di sicurezza, fusibile e manuale d'istruzione in inglese.
Distribuiti dalla
G.B.C. italiana
L. 97.500 +IVA
TS/3000-00
Mod. 5608
"Super Slim"
Selezione delle portate con commutatore rotante
8 funzioni - 28 portate
Dimensioni: 150x82x26 mm
Peso: 250 g
TENSIONE c.c.
Portate: 200 mV - 2 V - 20 V - 200 V - 1000 V
Risoluzione: 100 µV sulla portata 200 mV
Precisione: ± 0,8% della lettura +1 cifra (su tutte le portate)
TENSIONE c.a.
Portate: 200 mV - 2 V - 20 V - 200 V - 1000 V
Precisione: ± 1,5% della lettura +4 cifre (portate da 200 mV a 200V)
± 2% della lettura +4 cifre (portata 1000 V)
RESISTENZA
Portate: 200 Ω - 2 kΩ - 20 kΩ - 200 kΩ - 2 MΩ - 20 MΩ
Risoluzione: 0,1 Ω (portata 200 Ω)
CONDUTTANZA
Portate: 2 µS - 200 nS
Risoluzione: 1 nS e 0,1 nS (secondo le portate)
Precisione: ± 2% della lettura +2 cifre (portata 2 µS)
± 4% della lettura +10 cifre (portata 200 nS)
CORRENTE c.c.
Portate: 200 µA - 2 mA - 20 mA - 200 mA - 10 A
Risoluzione: 0,1 µA (portata 200 µA)
Precisione: ± 0,8% della lettura +1 cifra
± 1% della lettura +1 cifra (portata 10 A)
CORRENTE c.a.
Portate: 200 µA - 2 mA - 20 mA - 200 mA - 10 A
Precisione: ± 0,8% della lettura +4 cifre
± 1% della lettura +4 cifre (portata 10 A)
PROVA DIODI
Prova di conduzione e non, prova di cortocircuito
PROVA TRANSISTORI
Misura del valore HFE tra 0 e 1000 dei transistori PNP/NPN
TS/3010-00
Mod. 7608
Selezione delle portate con 8 tasti disposti su una fila
7 funzioni - 26 portate
Dimensioni: 191x87x46 mm
Peso: 350 g
TENSIONE c.c.
Portate: 200 mV - 2 V - 20 V - 200 V - 1000 V
Risoluzione: 100 µV sulla portata 200 mV
Precisione: ± 0,8% della lettura +1 cifra (su tutte le portate)
TENSIONE c.a.
Portate: 200 mV - 2 V - 20 V - 200 V - 750 V
Precisione: ± 1,2% della lettura +4 cifre (portate da 200 mV a 200 V)
± 2,5% della lettura +4 cifre (portata 750 V)
RESISTENZA
Portate: 200 Ω - 2 kΩ - 20 kΩ - 200 kΩ - 2 MΩ - 20 MΩ
Risoluzione: 0,1 Ω (portata 200 Ω)
CORRENTE c.c.
Portate: 2 mA - 20 mA - 200 mA - 2000 mA - 10 A
Risoluzione: 1 µA (portata 2 mA)
Precisione: ± 0,8% della lettura +1 cifra
± 1% della lettura +1 cifra (portata 10 A)
CORRENTE c.a.
Portate: 2 mA - 20 mA - 200 mA - 2000 mA - 10 A
Precisione: ± 0,8% della lettura +4 cifre
± 1% della lettura +4 cifre (portata 10 A)
PROVA DIODI
Prova di conduzione e non, prova di cortocircuito
PROVA TRANSISTORI
Misura del valore HFE tra 0 e 1000 dei transistori PNP/NPN
In vendita presso tutti i migliori rivenditori

SINTETIZZATORE DI VOCE PROGRAMMABILE

I componenti per la sintesi vocale finora presenti sul mercato hanno - oltre al costo elevato - lo svantaggio che i testi devono venir programmati dal costruttore. Un componente di questo tipo venne descritto nel numero 4/83 di SELEZIONE. L'integrato SC-01 della Vortrax elimina questo svantaggio perchè esegue una sintesi di fonemi programmabile dall'utente e dispone di una gamma di 64 suoni diversi.

Ing. Ennio De Lorenzo

In linea di massima esistono due metodi per la sintesi del linguaggio parlato. Con il primo vengono memorizzate parole intere il che comporta lo svantaggio di un vocabolario limitato. Il secondo metodo memorizza piccole unità sonore - i cosiddetti fonemi - con le quali compone parole e frasi di un linguaggio. Il vantaggio consiste nella ricchezza del vocabolario che risulta pressocchè illimitato, a discapito di una lieve perdita nella qualità della riproduzione fonica.

Il componente citato in questo articolo lavora con il secondo metodo: forma le parole dalla combinazione di fonemi seguendo in algoritmo definibile dall'utente.

Il circuito integrato è prodotto dalla Vortrax ed è distribuito dalla ditta americana Micromint Inc. 915 Midway,Woodmere, N.Y. 11598, USA che lo vende al prezzo di 70 dollari inclusi data sheet e vocabolario dei fonemi.

Il generatore di fonemi

Come già detto, l'SC-01 funziona secondo il principio della sintesi fonica. Esso genera i singoli fonemi con i quali possono venir formate parole e frasi. Un fonema è la più piccola unità distintiva di un sistema fonico come p. es. un linguaggio. Nell'integrato sono memorizzati 64 fonemi della lingua inglese con alcuni parametri come tonalità durata, accentuazione, vocalizzazione ecc. Questo è il vantaggio della sintesi fonica: il componente può riprodurre tutti (o quasi tutti) i suoni principali di un linguaggio e dispone perciò in pratica di tutto il vocabolario di una lingua.

Il numero dei fonemi di una lingua è chiaramente maggiore del numero del-

Codice dei fonemi	Simboli dei fonemi	Durata (ms)	Parola d'esempio
00	EH3	59	jacket
01	EH2	71	enlist
02	EH1	121	heavy
03	PA0	47	no sound
04	DT	47	butter
05	A2	71	made
06	A1	103	made
07	ZH	90	azure
08	AH2	71	honest
09	13	55	inhibit
0A	12	80	inhibit
0B	11	121	inhibit
0C	M	103	mat
0D	N	80	sun
0E	B	71	bag
0F	V	71	van
10	CH	71	chip
11	SH	121	shop
12	Z	71	zoo
13	AW1	146	lawful
14	NG	121	thing
15	AH1	146	father
16	OO1	103	looking
17	OO	185	book
18	L	103	land
19	K	80	trick
1A	J	47	judge
1B	H	71	hello
1C	G	71	get
1D	F	103	fast
1E	D	55	paid
1F	S	90	pass

Codice dei fonemi	Simboli dei fonemi	Durata (ms)	Parola d'esempio
20	A	185	day
21	AY	65	day
22	Y1	80	yard
23	UH3	47	mission
24	AH	250	mop
25	P	103	past
26	O	185	cold
27	I	185	pin
28	U	185	move
29	Y	103	any
2A	T	71	tap
2B	R	90	red
2C	E	185	meet
2D	W	80	win
2E	AE	185	dad
2F	AE1	103	after
30	AW2	90	salty
31	UH2	71	about
32	UH1	103	uncle
33	UH	185	cup
34	O2	80	for
35	O1	121	aboard
36	IU	59	you
37	U1	90	you
38	THV	80	the
39	TH	71	thin
3A	ER	146	bird
3B	EH	185	get
3C	E1	121	be
3D	AW	250	call
3E	PA1	185	no sound
3F	STOP	47	no sound

Fig. 1 - I simboli dei fonemi per l'SC-01.

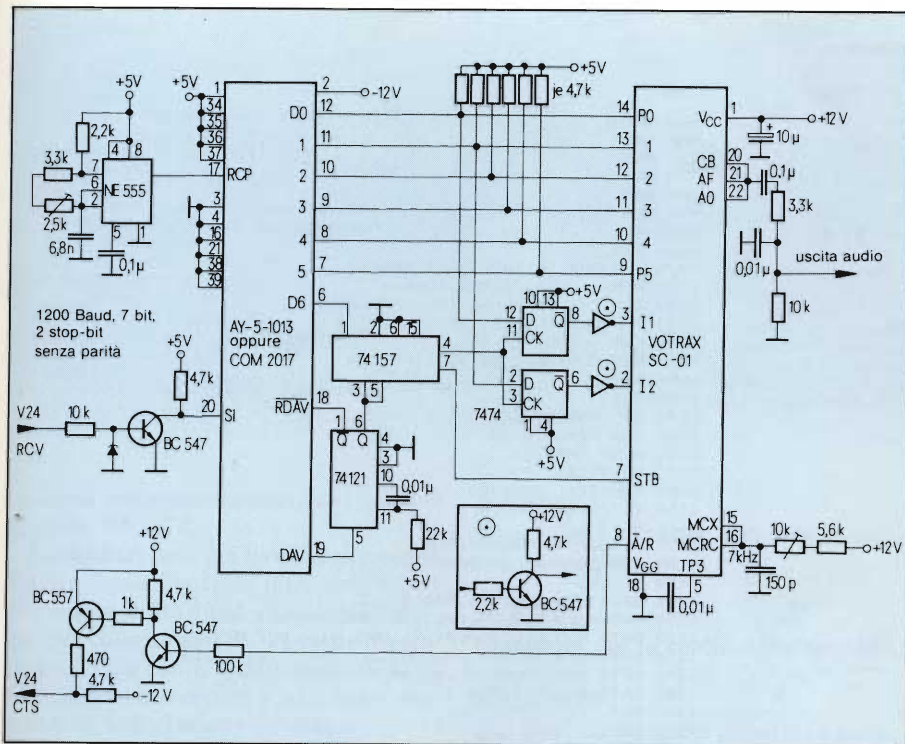



Fig. 2 - Il circuito del sintetizzatore di voce. La comunicazione con un computer avviene tramite un UART (AY-5-1013 o CM2017) e relativa interfaccia seriale RS 232.

le lettere dell'alfabeto, ma rappresenta pur sempre una quantità limitata. L'SC-01 ne genera 64 con risultati soddisfacenti.

L'SC-01 permette inoltre di scegliere 4 differenti tonalità.

Il vocabolario del componente non è perciò composto di sequenze di parole, ma di articolazioni fonetiche.

La parola "HALLO" p. es. viene programmata dalla sequenza "H, EH1, UH3, L, L, UH3, 01, U1". Il principio di funzionamento dell'SC-01 è il seguente: il fonema prescelto - attraverso una ROM, che contiene l'algoritmo per la formazione dei suoni - pilota i generatori di suoni e gli appositi filtri fornendo la voce desiderata.

Un vantaggio del componente è rappresentato dal suo basso costo e dall'economicità del circuito necessario al suo funzionamento. Notevole anche la parsimonia di memoria: circa 1 kbyte per 12 - 15 secondi di testo parlato (circa 70 bytes per secondo di testo parlato).

Il sintetizzatore descritto in questo articolo rappresenta un'applicazione sia per il SEL-COM (il computer con sistema operativo CP/M che viene attualmente pubblicato in una serie di articoli su SELEZIONE) che per l'ECC-80 (il computer su singola scheda descritto nel numero 9/83 di SELEZIONE).

Dobbiamo ammettere che il linguaggio generato dall'SC-01 ha un suono un po' "sintetico" con un leggero accento americano. D'altro canto la comprensibilità è soddisfacente.

L'hardware

L'SC-01 è un integrato in un contenitore DIL (Dual In Line) con 22 piedini. Sei piedini sono riservati per la codifica dei 64 fonemi, altri due per la scelta della tonalità (pitch). Altri due piedini servono alla comunicazione con l'elaboratore: STB (Strobe) avvia l'emissione di un suono, mentre A/R ne comunica l'avvenuta esecuzione e viene usato nella nostra applicazione per generare il segnale CTS (Clear To Send) dell'interfaccia RS 232. L'uscita dell'SC-01 viene collegata direttamente ad un'amplificatore audio (circuito di *figura 3*). Il clock interno viene generato da un circuito RC. Eccezione fatta per le due entrate I1 e I2 (pitch), tutte le altre entrate dell'integrato sono compatibili TTL.

Il circuito completo per il collegamento del dispositivo del sintetizzatore all'elaboratore è riportato in *figura 2*. Come elaboratore può venir usato qualsiasi computer che disponga di un'interfaccia RS 232 (p. es. il SEL-COM: utilizzando l'interfaccia per la stampante). Siccome la maggior parte delle stampanti utilizza generalmente solo 7 Bit, nel circuito, la scelta della tonalità viene multiplessata. Bit 7 = 0, significa che i primi 6 Bit contengono l'indirizzo del fonema desiderato. Bit 7 = 1 significa che i primi due Bit (P0 e P1) determinano la tonalità del suono emesso.

Se si desidera utilizzare il sintetizzatore con l'ECC-80 (computer su singola scheda di SELEZIONE), si può omettere l'UART (Universal Asinchronous Receiver Transmitter) del circuito (AY-5-1013 o COM 2017) e pilotare l'SC-01 con il port parallelo (PIO): la programmazione in questo caso viene eseguita in linguaggio assembler e programmata direttamente in EPROM.

Il circuito di figura 3 è composto di due parti distinte: l'interfaccia seriale di collegamento con l'elaboratore ed il circuito del sintetizzatore vero e proprio. L'UART provvede alla conversione seriale/parallela dei dati che giungono dall'elaboratore. Il timer NE555 genera una frequenza per 1200 baud. Il monostabile SN74121 allunga l'impulso di STROBE per venire incontro alle esigenze dell'SC-01.

Il multiplexer SN74157 decide fra l'impostazione di un fonema e quella di una tonalità in dipendenza dal livello del Bit 7. I valori per la scelta della

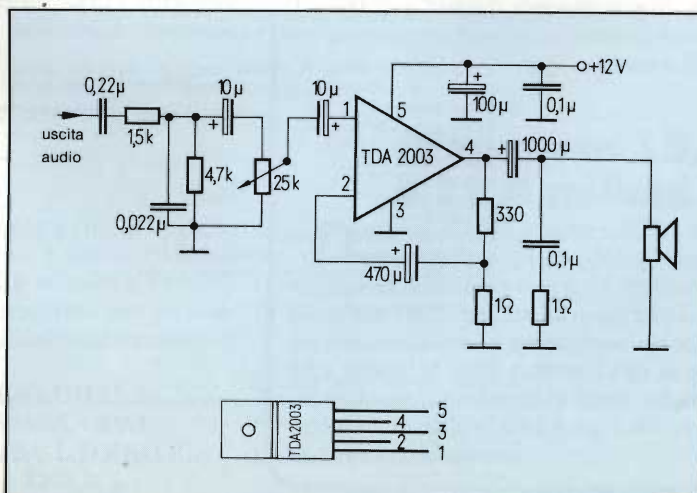



Fig. 3 - Proposta di un amplificatore audio per il sintetizzatore (applicazioni Siemens): può venir usato qualsiasi altro amplificatore audio.

Fig. 4 - Il listato del programma di EDITOR dei fonemi.

```
10 REM
20 REM
30 REM                    EDITOR di FONEMI
40 REM  programma per lo sviluppo di testi co il
50 REM  sintetizzatore SC-01
60 REM
62 REM comandi dell' editore: N, L, S, E, P, B, Z
64 REM
70 PRINT: PRINT SPC(15); "*** editore di fonemi ***":PRINT
80 GOSUB 1000
90 INPUT "comando: ";C$
100 FOR I = 1 TO 7: IF C$ = CC$(I) THEN 140
110 NEXT I
120 PRINT:PRINT"*** comando errato ***"
130 GOTO 100
140 ON I GOSUB 200, 300, 400, 500, 600, 700, 900
150 GOTO 100
160 REM
170 REM
180 REM
190 REM
200 REM                          NEW
210 PRINT
220 PRINT"inserisci nuova riga di testo"
230 PRINT"fine = '.'"
240 PRINT
250 GOSUB 5000
260 PRINT:PRINT
270 RETURN
280 REM
290 REM
300 REM                          LIST
310 PRINT:PRINT
320 FOR I = 1 TO AZ
330      PRINT I;":";E$(I)
340 NEXT I
350 PRINT:PRINT
360 RETURN
370 REM
380 REM
390 REM
400 REM                          SOUND
410 INPUT "quante volte";N
420 Y(1)=64+P1+2*P2: REM PITCH
430 FOR I = 1 TO N
440      GOSUB 4000
450      REM PAUSA
460      IF I < > N THEN FOR K=1 TO 2000: NEXT K
470 PRINT:PRINT
480 NEXT I
490 RETURN
500 REM                          EDIT
510 REM
520 PRINT: INPUT "riga, opzion. (fine=0,0)"; LN, CM$
530 IF LN=0 THEN PRINT: RETURN
540 IF (LN<1) OR (LN>AZ) THEN 580
550 GOSUB 6000
560 PRINT
570 GOTO 520
580 PRINT "*** numero di riga errato ***"
590 GOTO 520
600                              PITCH
610 REM
620 INPUT"pitch i1(0/1)";P1
630 INPUT"pitch i2(0/1)";P2
640 P1=P1 AND 1
650 P2=P2 AND 1
660 PRINT
670 RETURN
680 REM
690 REM
690 REM
700 REM                          BUILD
710 REM
720 I=2; FOR CT=1 TO AZ
730 PRINT:PRINT "data";
740 PO=1
750 IF PO < > 1 THEN PRINT",";
760 GOSUB 3000
770 GOSUB 2000
780 Y(I)=X: I=I+1: ZZ$=STR$(X)
790 PRINT MID$(ZZ$,2,LEN(ZZ$)-2);
800 IF PO < > 0 THEN 725
810 NEXT CT
820 PRINT: PRINT
830 RETURN
840 REM
850 REM
860 REM
870 REM
880 REM
890 REM
900 REM                          FINE
910 REM
920 PRINT
930 PRINT "ciao"
940 PRINT
950 END
960 REM
970 REM
980 REM
990 REM
1000 REM                         PREMESSE
1010 REM
1020 REM PH$: SIMBOLI DEI FONEMI
1030 REM Y: CODICI DEI FONEMI
1040 REM P1,P2: TONALITA' (PITCHES)
1050 REM CC$ COMANDI DELL' EDITOR
1060 REM LOCAL: ZZ
1070 REM GLOBAL: PH$,Y,P1,P2,CC$
1080 REM
1090 REM
1100 DIM PH$(63),E$(30),Y(1000),CC$(7)
1110 FOR ZZ=0 TO 63
1120 READ PH$(ZZ)
1130 NEXT ZZ
1140 FOR ZZ=1 TO 1000
1150 Y(ZZ)=63
1160 NEXT ZZ
1170 P1=0:P2=0: REM PITCH
1180 FOR ZZ=1 TO 7: READ CC$(ZZ): NEXT ZZ
1190 RETURN
1200 DATA EH3,EH2,EH1,PA0,DT,A2,A',ZH,AH",I3,I2,I1
1210 DATA M,N,B,V,CH,SH,Z,AW1,NG,AH1,OO1,OO,L,K,J
1220 DATA H,G,F,D,S,A,AY,Y1,UH3,AH,P,O,I,U,Y,T,R
1230 DATA E,W,AE,AE!,AW2,UH",UH1,UH,O2,O1,IU,U1
1240 DATA THV,TH,ER,EH,E1,AW,PA1,STOP
1250 DATA N,L,S,E,P,B,z
1260 REM
2000 REM                         CERCA IL FONEMA
2010 REM
2020 REM emissione: X CODICE DEL FONEMA
2030 REM SE X$ ERRATO: X = 63(STOP),
2040 REM MESSAGGIO DI ERRORE
2050 REM LOCAL ZZ
2060 REM GLOBAL:PH$,X$,X
2070 REM
2080 FOR ZZ=0 TO 63
2090 IF X$=PH$(ZZ) THEN X=ZZ: RETURN
2100 NEXT ZZ
2110 X=63
2120 PRINT:PRINT"*** codice errato: ";X$:PRINT
2130 RETURN
2140 REM
3000 REM                         PROSSIMO FONEMA
3010 REM
3020 REM genera il prossimo fonema da E$
3030 REM la nuova posizione del puntatore e' in PO
3040 REM fine riga ---> PO=0
3050 REM LOCAL: ZZ$
3060 REM GLOBAL: E$,PO,X$,CT
3070 REM
3080 X$=""
3090 ZZ$=MID$(E$(CT),PO,1): PO=PO+1
3100 IF ZZ$< >"," THEN X$=X$+ZZ$
3110 IF PO>LEN(E$(CT)) THEN PO=0
3120 IF ZZ$="," OR PO=0 THEN RETURN
3130 GOTO 3100
3140 REM
4000 REM                         SOUND
4010 REM
4020 REM EMISSIONE DEL FONEMA ALLA PORTA SERIALE
4030 REM
4040 REM
4050 REM QUESTA PARTE DEL PROGRAMMA E' DIPENDENTE DAL HARDWARE
4060 REM USATO (COMPUTER) E DEVE VENIR SCRITTO DALL' UTENTE IN
4070 REM FORMA DI SOTTOPROGRAMMA (SUBROUTINE)
4080 REM
4090 REM IL FONEMA VIENE EMESSO IN CONTINUAZIONE FINO ALL'
4100 REM APPARIRE DELLO "STOP"
4110 REM
4120 REM LOCAL: ZZ,AC
4130 REM GLOBAL: Y
4140 REM
4150 REM
5000 REM                         INPUT
5010 REM
5020 REM inserzione di 30 righe (max) di fonemi
5030 REM genera il fonema "STOP"
5040 REM il numero di righe in AZ
5050 REM LOCAL: -
5060 REM GLOBAL: E$,AZ
5070 REM
5080 AZ=1
5090 PRINT AZ;
5100 INPUT LINE E$(AZ)
5110 IF AZ=30 THEN E$(AZ)=E$(AZ)+"stop":RETURN
5120 IF IF RIGHT$(E$(AZ),1)< >"." THEN AZ=AZ+1
5130 GOTO 5000
5140 E$(AZ)=LEFT$(E$(AZ),LEN(E$(AZ))-1)+",STOP"
5150 RETURN
```

```
5160 REM
5170 REM
6000 REM                    EDITOR
6010 REM
6020 REM
6030 REM composizione della riga E$(LN)
6040 REM LOCAL: A$,B$,A,S,ZZ
6050 REM GLOBAL: E$,LN,CM$
6060 REM
6100 IF CM$ < > "R" THEN 6400
6110 PRINT "cerco stringa";: INPUT LINE A$: A:=LEN(A$)
6120 PRINT "stringa sostitutiva"
6130 INPUT LINE B$
6140 REM cerco A$ in E$
6150 S= LEN (E$(LN))-A
6160 IF S < 0 THEN 6200
6170 FOR ZZ=1 TO S+1
6180 ZZ$=MID$(E$(LN),ZZ,A)
6185 IF ZZ$=A$ THEN 6300
6190 NEXT ZZ
6200 PRINT "*** ";A$;" non trovato"
6210 PRINT
6220 RETURN
6300 ZZ$=MID$(E$(LN),ZZ+A)
6310 E$(LN)=LEFT$(E$(LN),ZZ-1)+B$+ZZ$
6320 PRINT E$(LN): PRINT
6330 RETURN
6400 IF CM$ < > "d" THEN 6500
6410 FOR ZZ=LN TO AZ-1
6420 E$(ZZ)=E$(ZZ+1)
6430 NEXT ZZ
6440 AZ=AZ-1
6450 RETURN
6500 IF CM$ < > "i" THEN 6600
6510 FOR ZZ=AZ TO LN STEP -1
6520 E$(ZZ+1)=E$(ZZ)
6530 NEXT ZZ
6540 AZ=AZ+1
6550 PRINT "inserire nuova riga";LN
6560 INPUT LINE E$(LN)
6570 PRINT: RETURN
6600 PRINT"*** opzione sbagliata ***": PRINT
6610 RETURN
```

tonalità vengono memorizzati nei due flip-flop SN7474.

L'adattamento dei livelli delle uscite dei flip-flop all'entrata pitch dell'SC-01 avviene tramite due transistori BC547. Il clock interno dell'SC-01 viene regolato su 7 kHz con il trimmer da 10 k: la taratura non è critica e può venir eseguita ad orecchio.

Il software

L'SC-01 viene fornito con un piccolo vocabolario dei fonemi con i simboli in lingua inglese. Poichè è abbastanza faticoso rilevare i valori numerici dai simboli, presentiamo un piccolo editor scritto in BASIC con il quale si possono sviluppare e provare dei testi.

L'editor e la piastra del sintetizzatore assieme al computer che lo pilota, formano un piccolo "sistema di sviluppo" linguistico.

Il programma è scritto in BASIC e può girare su qualsiasi computer che sia in grado di interpretare questo linguaggio. L'utente deve inserire solamente la routine necessaria per il pilotaggio dell'interfaccia RS 232 sul suo computer inserendo una subroutine di pilotaggio "personalizzata" incominciando dalla linea 4000 del programma in *figura 4*.

Riportiamo in breve una descrizione dei comandi implementati nell'EDITOR di figura 4.

N (NEW)
Possono venir generate fino a 30 righe di simboli di fonemi. I simboli devono venir sudivisi dalla virgola e l'ultima riga deve essere terminata con un punto. Il punto genera automaticamente il simbolo "STOP".

Esempio: H,EH1,UH3,L,L,
UH3,o1,U1,PA1
02,02,L,L,D,PAO,P,
AE1,EH3,L.

L (LIST)
Con L (ist) vengono elencate le righe con i loro numeri.

P (PITCH)
Comando per la scelta della tonalità.

N (BUILD)
Dai simboli vengono generati e memorizzati i codici dei fonemi. I codici vengono visualizzati sul video in forma di righe di "dati".

S (SOUND)
I fonemi generati con il comando "B" vengono emessi tramite l'interfaccia seriale. Il pogramma chiede quante volte deve venir ripetuta l'emissione.

E (EDIT)
Questo comando serve a correggere i simboli fonemici. La sequenza chiede il numero di riga da generare o correggere fino al raggiungimento di 0,0.

Z (FINE)
Termine dell'operazione di EDIT.

Bibliografia

1) Redazione. *Chip LSI sintetizzatori della voce umana* - SELEZIONE di tecniche elettroniche n. 6/1982, pag. 14.
2) Pipitone/Cattaneo. *Sintetizzatore di voce: 136 parole* - SELEZIONE di tecniche elettroniche

Harris Microwave sviluppa integrati al gallio

La Harris Microwave Semiconductors ha recentemente presentato dei prototipi di c.i. che sostituiscono al silicio l'arseniuro di gallio.
Questo cambiamento consente agli integrati di essere almeno cinque volte più rapidi rispetto ai chips tradizionali.
La notizia giunge dopo che per mesi svariati fabbricanti di semiconduttori giapponesi avevano annunciato di avere concluso degli studi nel settore, ma senza produrre mai risultati concreti.
I primi due circuiti disponibili a livello commerciale riguardano un contatore binario e un registro a scorrimento e avranno notevoli applicazioni nel campo delle telecomunicazioni e negli strumenti da laboratorio.

Giappone: 15,2 milioni di VTR e 12,4 milioni di TVC nel 1983

Durante il 1983 il Giappone ha esportato 15,2 milioni di videoregistratori a cassetta, con un incremento del 43% rispetto all'anno prima. L'apice è stato raggiunto in dicembre con 1,7 milioni di unità vendute (+ 72% rispetto allo stesso mese del 1982). La Cee ha importato 4,6 milioni di VTR, con una flessione del 6,1 da un anno all'altro. La produzione nipponica di videoregistratori è stata nel 1983 di 18,2 milioni di unità (+ 39%). I dati sono della locale associazione delle industrie elettroniche che ha pure comunicato la produzione di TVC in 12,4 milioni di apparecchi nello scorso anno (+ 6,1%), di cui 4,6 milioni di unità (+ 4,2%) collocate al di fuori del Giappone.

DENTRO AL COMPONENTE

In questa nuova rubrica Selezione presenterà in ogni numero in maniera concisa ed essenziale le caratteristiche, la costruzione e l'impiego dei componenti elettronici più significativi sia analogici che digitali.

VARISTORI

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO E APPLICAZIONI

Per Varistore (*Variable resistor*) s'intende in generale un componente passivo che possiede una caratteristica tensione/corrente (V/I) *non lineare*, come per esempio quella di un diodo Zener. Attualmente però vengono denominati varistori o anche resistori *VDR* (*Voltage Dependent Resistor*) quei resistori che presentano una caratteristica V/I simmetrica ma la cui resistenza tende a *diminuire* all'aumentare della tensione ad essi applicata.

Definizioni e formule

La curva caratteristica tensione/corrente (V/I) di un varistore viene, in termini generali, definita dalla seguente relazione esponenziale:

$$i = Kv^{\alpha} \quad (1)$$

nella quale
i = corrente circolante attraverso il varistore
v = tensione ai capi del varistore
K = costante dipendente dalla particolare costruzione del varistore e dalle sue dimensioni geometriche
α = esponente di non linearità.

Pertanto, il valore della resistenza di un varistore che, come già detto, dipende dal particolare valore della tensione ad esso applicata sarà dato da:

$$R_{var} = \frac{v}{i} = \frac{v}{K.v^{\alpha}} = \frac{1}{K} v^{1-\alpha} \quad (2)$$

La *figura 1* riporta la curva caratteristica di un varistore, e indica come varia la sua resistenza in funzione della tensione applicata, ed inoltre, siccome questa curva è simmetrica (ha cioè lo stesso andamento sia per tensioni positive che negative), è stato riportato nella figura soltanto la curva relativa al quadrante positivo.

Varistori (VDR) all'ossido di zinco. (Foto, Philips).

Perchè il varistore protegge un circuito

Qualsiasi sorgente di tensione e pertanto qualsiasi sorgente di sovratensioni possiede una resistenza interna Z (che dipende

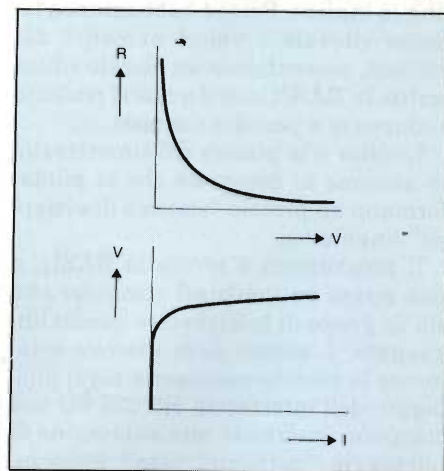



Fig. 1 - Come varia la resistenza in funzione della tensione in un varistore (è riportato un solo quadrante dato che il comportamento è simmetrico).

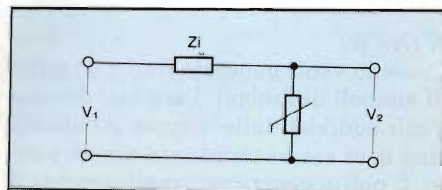



Fig. 2 - Circuito di principio in cui un varistore viene utilizzato per mantenere costante la tensione di uscita v_2 al variare della tensione d'ingresso v_1.

Fig. 3 - Confronto tra le curve caratteristiche tipiche di "vecchi" e moderni varistori. A = Attuali varistori ad ossido di metallo; B = Varistore convenzionale al carburo di silicio.

tensione di quest'ultima (la cosiddetta sovratensione) si localizzerà ai capi di Z, e di conseguenza la *tensione di uscita* v_2 rimarrà bassa, e il circuito che quest'ultima alimenta continuerà ad essere alimentato dalla tensione prevista anche in presenza di una sovratensione prodotta dalla sorgente v.

Questo sistema estremamente semplice di stabilizzazione della tensione sarà tanto più efficace quanto maggiore sarà l'esponente di non linearità α, relativo al particolare varistore utilizzato.

Varistori al carburo di silicio (SiC) e all'ossido di zinco (ZnO)

I "primi" varistori al carburo di silicio avevano un esponente con valore di circa 5 e non sempre davano un grado di sufficiente protezione ai circuiti. Questo per il fatto che in presenza di "colpi di corrente" anche di non grande valore, il valore di tensione assunto dal varistore (tensione protetta) risultava ancora troppo elevato. È questo il motivo per cui a partire dagli anni '70 si sono decisamente affermati i varistori all'*ossido di zinco* capaci di mantenere il livello della tensione protetta su valori bassi (posseggono infatti un $\alpha \approx 30$) anche in presenza di colpi di corrente elevata. Questo miglioramento appare evidente osservando la *figura 3* nella quale entrambi i tipi di varistori vengono fatti lavorare con lo stesso valore di tensione.

Fig. 4 - Come si presentano gli attuali varistori, a = tipo a disco; b) = tipo di potenza.

dalla tensione), e che è sempre superiore a zero. Con riferimento alla *figura 2*, si nota che se la tensione d'ingresso v_i tende ad aumentare, la resistenza del varistore tenderà a diminuire, mentre l'impedenza Z_i manterrà invariato il suo valore. Il rapporto del partitore di tensione $Z_i : Z_{var}$ può assumere i valori più svariati; siccome però Z_{var} si mantiene inalterata all'aumentare della tensione della sorgente, il sovrappiù della

Fig. 5 - Simboli caratteristici utilizzati per individuare i varistori.

Varistori all'ossido di metallo

Questo tipo di varistore (abbreviato in MOV) è formato in massima parte da ossido di zinco. Per questo motivo vengono chiamati anche varistori all'ossido di zinco, o più semplicemente varistori ZnO.

Aspetto esterno

Negli impieghi normali si è affermato il tipo di varistore a disco (*figura 4a*). I varistori di potenza all'ossido di zinco si presentano in esecuzione pressofusa, fissabili mediante viti (figura 4b). L'esecuzione assiale di questi componenti non ha avuto seguito a causa dell'impossibilità di sopportare elevati picchi di corrente.

Parametri tipici

- Livelli di tensione protetta assicurati da 16 a 2000 V
- Picchi di corrente sopportati fino a 50 kA
- Assorbimento di energia fino a 10 kJ
- Tempo di risposta fino a Δ 25 ns

Nella *figura 5* sono riportati i simboli utilizzati per indicare negli schemi elettrici questi componenti. Quello indicato in figura 5a è quello più utilizzato in campo internazionale; quello di figura 5b è quello raccomandato dalle norme DIN40712 ■

Bibliografia

1) Feustel, O., Schmidt, W.: *Sensori a semiconduttore e elementi di protezione.* Vogel-Verlag ISBN3-8023-0626-0.
2) *Handbook Siemens* 1978/79; *Varistori a ossido di metallo SIOV N.* W19010-Z1058.
3) Schmidt, O.P.: *Sistemi moderni di protezione contro le sovratensioni.* Rapporto 17 (1979). Parte 4; da pag. 169 a pag. 173.

REGOLE PER L'IMPIEGO

L'interesse destato da un precedente articolo sul GTO ci ha spinto a riprendere l'argomento e ad approfondirlo nell'intento di fornire dei criteri-guida che ne consentano l'impiego corretto e la massima sfruttabilità.

L. Cascianini, A. Woodworth, F. Burgum - Philips S.p.A.

In un precedente lavoro, il *GTO*, e cioè il nuovo dispositivo di potenza, stretto "parente" del transistore e del tiristore, è stato messo a confronto con i MOS di potenza (SIPMOS-*Siemens* e POWERMOS-*Philips*) e i darlington di potenza (1). Il confronto delle caratteristiche di questi dispositivi di potenza è servito a dare un primo orientamento al progettista che lavora nel campo dei sistemi di regolazione e di commutazione di potenza. Una volta però scelto il dispositivo adatto alla sua applicazione, il progettista deve sapere *come* deve impiegarlo, *come* deve dimensionare i circuiti d'ingresso e d'uscita, per poter fare lavorare correttamente il dispositivo e ricavare da esso tutta la potenza che il costruttore afferma che il dispositivo è in grado di fornire.

Supponendo quindi che il progettista si sia orientato sul GTO, vediamo di dare alcuni criteri-base perchè esso possa utilizzarlo correttamente.

Generalità sul GTO

Il *GTO* (GTO = Gate Turn-off Switch) è riportato assieme al suo simbolo nella *figura 1*. È un "interruttore bistabile" di potenza a tre giunzioni. Possiede alcune caratteristiche proprie del transistore e altre proprie del tiristore: come tiristore, può bloccare, quando è "aperto" (turn-off), tensioni dirette molto elevate; come transistore può lasciar passare quando è "chiuso" (turn-on), picchi di corrente diretta molto più elevati del valore medio ammesso. Come transistore può essere aperto oppure chiuso (on/off), a velocità di commutazione elevate mediante semplice controllo di una piccola corrente circolante dentro o fuori dal gate.

Alcune caratteristiche presentate nei data sheet dei GTO possono però apparire poco familiari al progettista abituato a lavorare con i transistori e i tiristori. Scopo di questo lavoro è renderle familiari, e per fare ciò divideremo tutta la discussione in quattro parti:

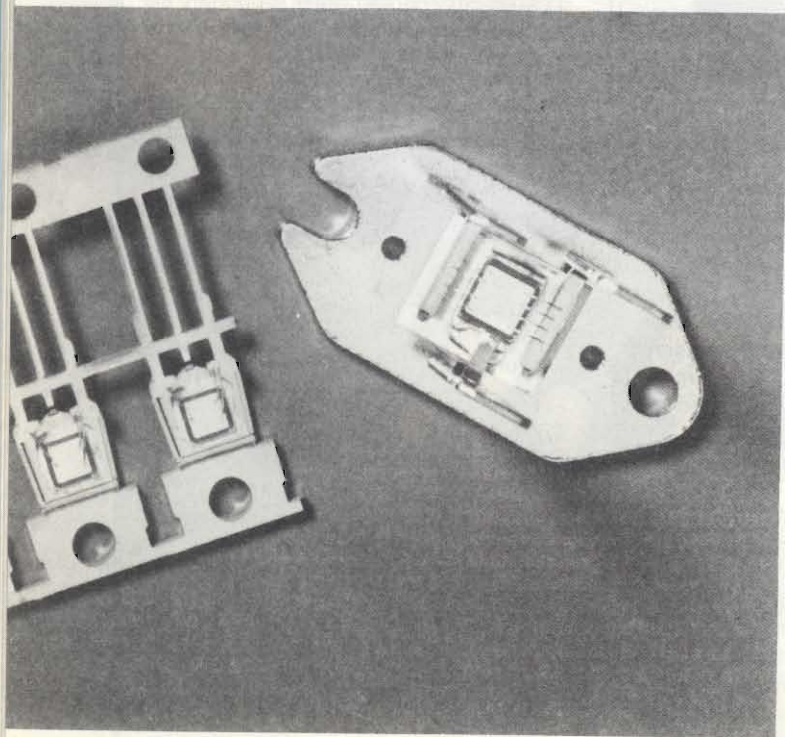



Fig. 1 - Struttura interdigitata del chip del GTO e relativo simbolo.

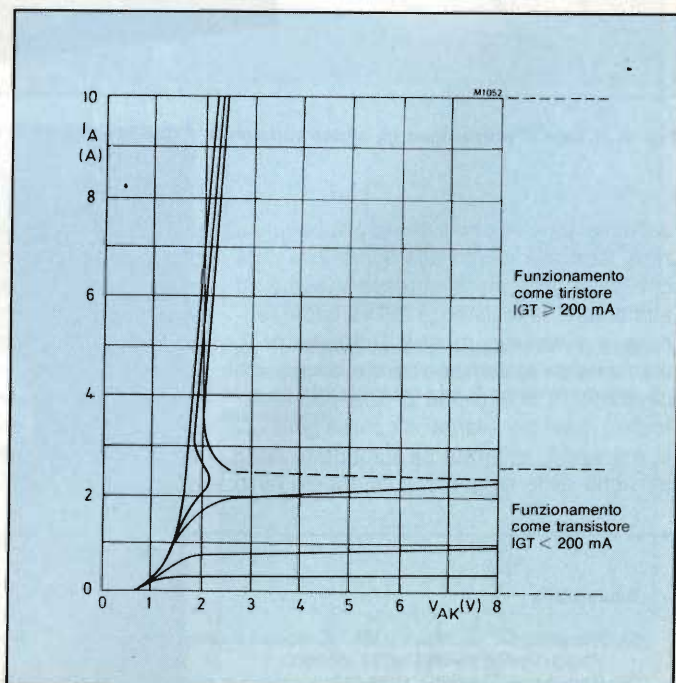
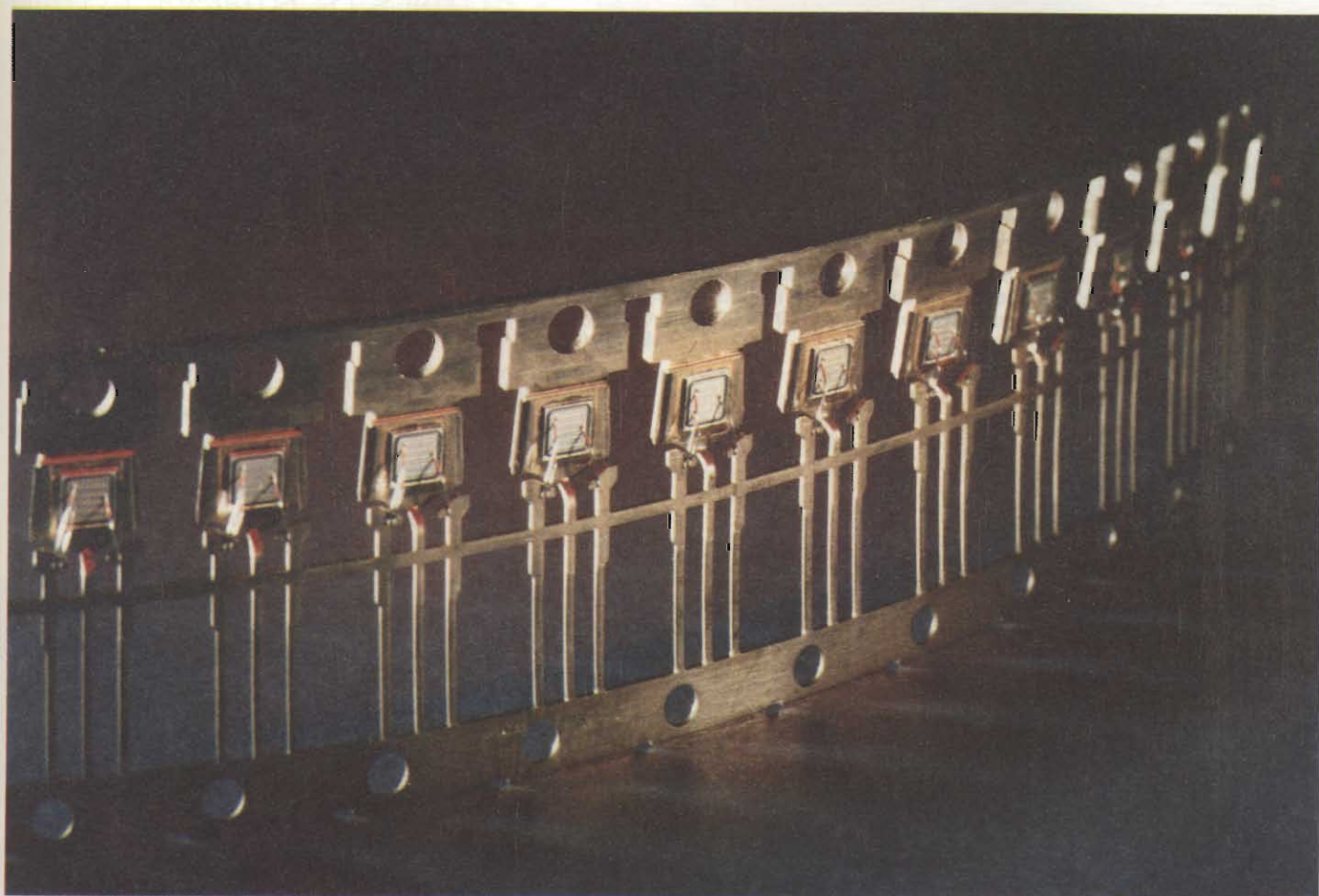



Fig. 2 - Corrente di conduzione del GTO in funzione della tensione tra anodo e catodo; come parametro è utilizzato la corrente di gate. Il GTO è il BTV 59.

CORRETTO DEL GTO

— valutazione dei picchi di tensione

— valutazione dei picchi di corrente (tenendo presente anche la velocità a cui avviene la commutazione)

— valutazione di tutte le perdite

Un attento esame dei suddetti elementi permetterà di scegliere il GTO più adatto ad una data applicazione nonchè di dimensionare correttamente il circuito di comando richiesto.

Caratteristica diretta del GTO

La *figura 2* continua l'analogia tiristore/transistore del GTO in quanto indica che quando la corrente circolante nel GTO è *inferiore* alla corrente di aggancio (latching) I_L, il GTO si comporta come un transistore ad alta tensione avente un fattore di amplificazione di corrente gate-anodo (I_A/I_G) che tende ad aumentare all'aumentare della corrente anodica. Se la corrente di gate rimane al disotto di quella richiesta per portarlo in conduzione, e cioè inferiore a I_{GT}, il GTO rimane bloccato (off-state), e ha solo una trascurabile corrente di dispersione circolante tra catodo e anodo. Quando invece la corrente di gate diventa uguale o superiore a I_{GT}, il GTO passa a condurre (on-state) presentando una bassa caduta di

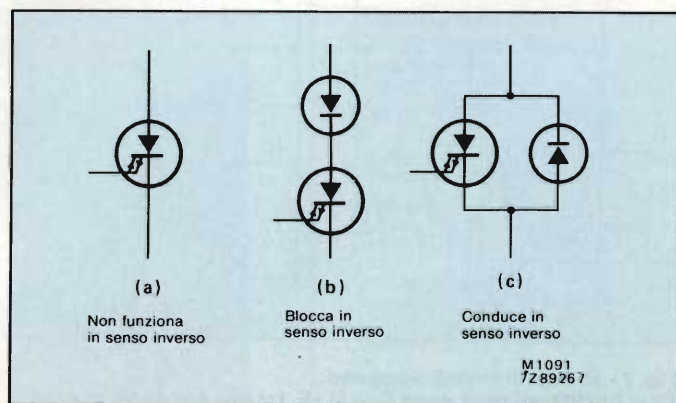



Fig. 3 - Diodi utilizzati per alterare la caratteristica inversa del GTO.

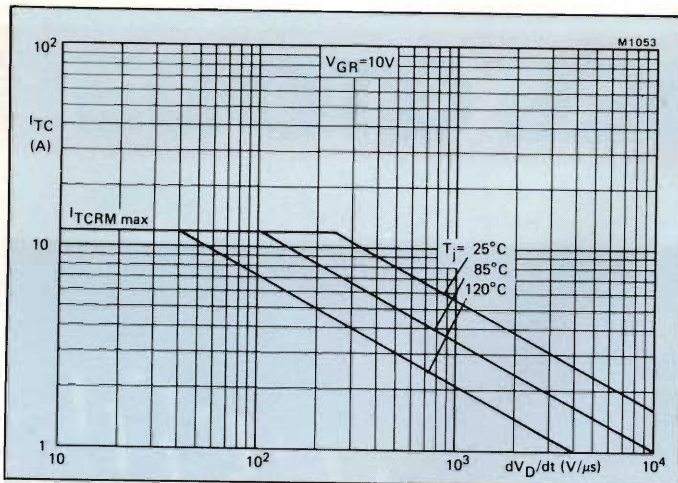



Fig. 4 - Valori di corrente anodica bloccabili in funzione della velocità di variazione della tensione applicata tra anodo e catodo, nel caso di carichi induttivi e V_{GR} = 10 V. Le curve valgono per il GTO BT157.

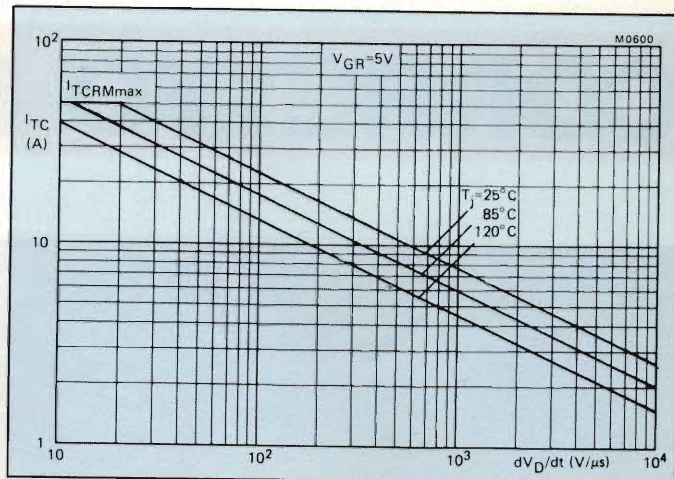



Fig. 5 - Valori di corrente anodica bloccabili, in funzione della velocità di variazioni della tensione applicata tra anodo e catodo, nel caso di carichi induttivi, e V_{GR} = 10 V. Le curve valgono per i GTO BTV59/BTW59.

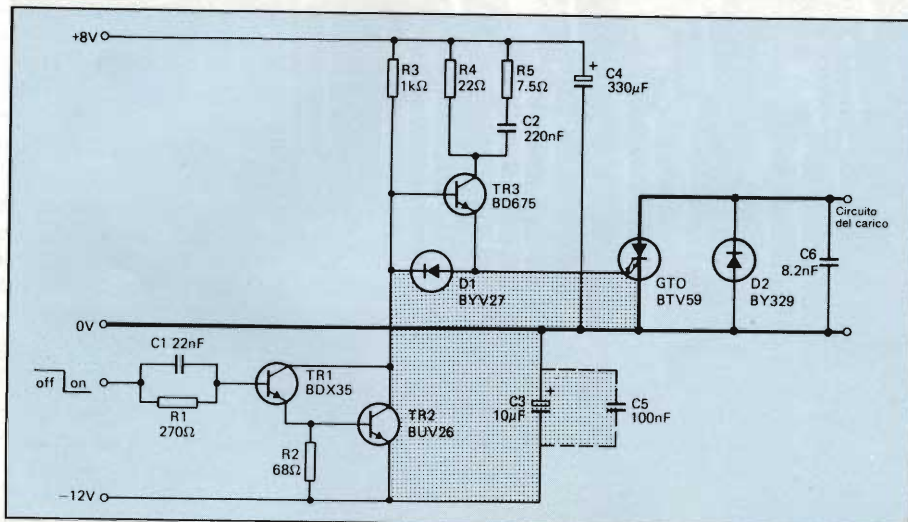



Fig. 6 - Realizzazione pratica del circuito di pilotaggio del GTO BTV59. Il circuito di bloccaggio (loop), indicato in grigio, deve avere una induttanza più bassa possibile e il piccolo condensatore di disaccoppiamento, (indicato in tratteggio), se viene usato, dovrà essere cablato più vicino possibile al condensatore elettrolitico.

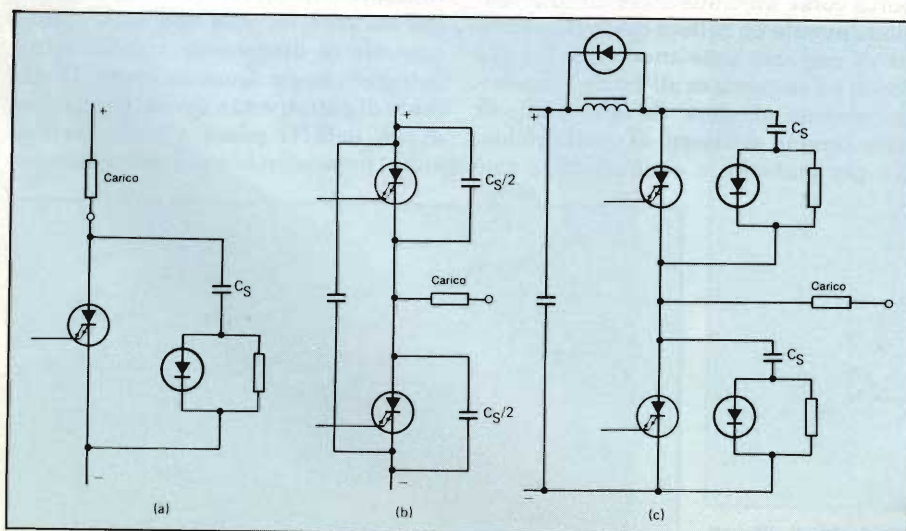



Fig. 7 - Esempi di circuiti rallentatori.
$C_S = I_{TC}/(dV/dt)$ nella quale C_S è in µF, I_{TC} è in A e dV/dt in V/µs.

tensione fra catodo e anodo. Attenzione, però, fino a quando questa corrente anodica si manterrà *al disotto* del livello della corrente di aggancio (latching) c'è sempre la possibilità che il GTO possa ritornare nella condizione di blocco (off-state) qualora la corrente di gate dovesse diventare inferiore a I_{GT}. Se invece la corrente anodica del GTO si mantenesse *al di sopra* del livello della corrente di aggancio, il GTO, alla stregua di un normale tiristore, continuerebbe a mantenere la conduzione anche se la corrente di gate dovesse venire a cessare del tutto.

A differenza però del tiristore che, una volta entrato in forte conduzione non può bloccarla con nessun segnale di gate, il GTO può interrompere la sua conduzione semplicemente invertendo la polarità del segnale d'innesco applicato al gate.

Caratteristica inversa del GTO

La caratteristica inversa del GTO è equivalente a quella di una *resistenza*; questa, com'è noto, non è in grado di bloccare una data tensione e neppure di condurre una corrente significativa *(figura 3)*.

Nel caso di una commutazione in continua (d.c. switching), questo non è un problema. Viceversa, se come nel caso di una commutazione in alternata (a.c. switching) si richiede il bloccaggio anche in senso inverso, occorrerà inserire in serie all'anodo del GTO, un diodo con la polarità come indicato in *figura 3b*. Se poi una particolare applicazione dovesse richiedere lo scorrimento anche in senso inverso di un certo valore di corrente, bisognerebbe collegare in antiparallelo, tra catodo e anodo, un

diodo come appunto indicato in *figura 3c*.

Esistono diodi particolarmente adatti per le suddette funzioni. Così, il BY329 lavora molto bene con i GTO BTV58 e 59 mentre il BY359 è più adatto a lavorare con i GTO BTW58 e 59.

Corrente anodica massima controllabile

Il cristallo del GTO è molto piccolo; ciononostante, esso può lasciar passare o interrompere valori di corrente anodica molto superiori al valore normale. Per esempio, il BTW59 è da 15 A; bene, può interrompere *impulsi* di corrente con intensità fino a 50 A! L'unica condizione richiesta è che la velocità di aumento della tensione tra catodo e anodo (dV/dt) rientri nel caso di carichi induttivi, entro i valori fissati dai grafici delle figure 4 e 5. Dai quali si vede che tanto più grande è la corrente che deve essere interrotta tanto minore deve essere il rapporto dV/dt. Sempre da questi grafici appare anche evidente che, a parità di dV/dt e di temperatura, la corrente bloccabile tende ad aumentare via via che aumenta la polarizzazione negativa applicata al gate.

È di estrema importanza che questa polarizzazione negativa debba essere applicata tramite un'impedenza più bassa possibile (in *figura 6* è riportato un circuito tipico). In particolare, dovrà essere ridotta al minimo l'induttanza del circuito di blocco (turn-off loop) che, in *figura 6*, è stato evidenziato con un'area a puntini.

I condensatori elettrolitici dell'alimentatore dovranno, per esempio, essere disaccoppiati mediante condensatori di basso valore cablati molto vicino agli elettrolitici.

Nelle applicazioni che secondo le *figure 4* e *5* richiedono un circuito rallentatore (un circuito cioè che riduca il rapporto dV/dt), potrà essere impiegato uno di quelli indicati nella *figura 7*. In particolare, il circuito rallentatore riportato in *figura 7a*, è adatto quando si usa un solo GTO, quello della *figura 7b*, va usato con GTO collegati in un circuito a ponte.

Nei circuiti con GTO *non* può essere impiegato un circuito snubber RC standard identico a quello impiegato nei circuiti a tiristori (o a ASCR) per il semplice fatto nel GTO la corrente viene interrotta *all'interno* del GTO, mentre nel tiristore, l'interruzione (o commutazione) della corrente è attuata all'esterno del dispositivo ed è realizzata da appositi circuiti in corrispondenza di un valore dI/dt controllato. Snubber polarizzati, come quello che si può vedere in figura 7a, potranno essere efficaci soltanto nei circuiti a ponte, e solo nel caso in cui nella linea sia presente un induttore di disaccoppiamento (*figura 7c*). Di regola, perchè uno snubber sia veramente efficace occorre che l'induttanza in serie (compresa l'induttanza dei terminali) sia più ridotta possibile. La *figura 8* fa vedere l'effetto prodotto dall'induttanza dispersa dello snubber sulla corrente da controllare.

Area di funzionamento sicuro per il GTO (SOAR)

Il GTO è un interruttore che può trovarsi in due condizioni di funzionamento ben definite e stabili e cioè on-off; ne consegue che non può verificarsi una terza condizione che potrebbe definirsi di "quasi saturazione", e che potrebbe aver luogo nella fase di passaggio dalla condizione di bloccaggio (off) alla condizione di conduzione (on) e viceversa. Non esiste pertanto una limitazione SOAR (SOAR = Safe Operating Area) quando il gate viene polarizzato in senso diretto. Il SOAR, per un GTO con gate polarizzato in senso inverso, assumerà pertanto la forma di un rettangolo come appunto indicato in *figura 9*.

Comportamento del GTO quando esso passa in conduzione (fase di turn-on)

Elenchiamo qui sotto le precauzioni da prendere nel caso in cui il comando del GTO avvenga ad opera di impulso, prodotto per esempio, mediante scarica di un condensatore.

Quando il GTO viene portato in conduzione occorre fare in modo che sia sempre disponibile un adeguato valore di corrente di gate da utilizzare nel caso in cui il valore della corrente anodica

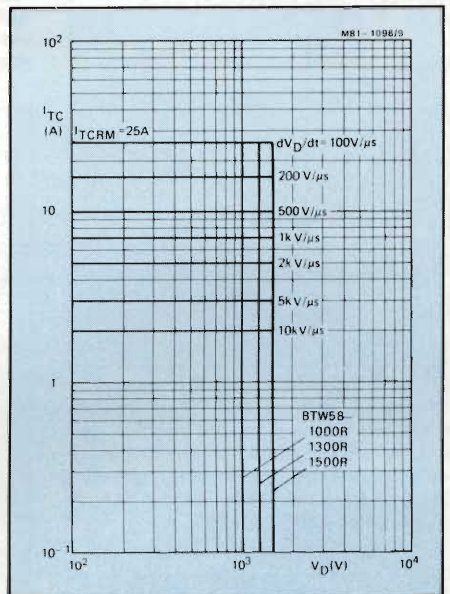



Fig. 9 - Curve SOAR per il BTW58 con gate polarizzato in senso inverso.

dovesse scendere al disotto del livello di aggancio.

Per esempio, *figura 10*, se l'entrata in conduzione di un GTO con carico induttivo è realizzata mediante un condensatore che scarica la sua corrente nel gate del GTO, può succedere che, se la costante di tempo della scarica del condensatore è troppo breve, la corrente di gate può fare in tempo a scendere al di sotto di I_{GT} prima che la corrente anodica abbia avuto il tempo di portarsi al di sopra del livello di aggancio. Questa situazione può produrre una certa incertezza nel comando del GTO. Analoga incertezza di comando potrebbe anche essere causata da alcuni tipi

Fig. 8 - Valori tipici di corrente anodica bloccabili in funzione dell'induttanza dell'anello snubber per il GTO BTV59 (Cs = 20 μF, Tmb = 25 °C).

di carico che tendono a variare il loro valore durante il tempo in cui il GTO entra in conduzione.

Si è potuto inoltre osservare che se la corrente anodica è di poco superiore al livello di aggancio (*figura 11*, in basso), il fianco posteriore *ripido* di un impulso positivo d'innesco (*figura 11*, in alto) può fare in modo che il GTO perda l'aggancio e la conduzione. In questi casi bisognerà prolungare il *tempo di caduta* dell'impulso di comando.

Conclusione: se si vuole che il GTO entri in conduzione nell'istante desiderato occorrerà tener sempre presente i comportamenti ai quali prima abbiamo accennato. Fortunatamente, gli attuali GTO hanno un'ottima *sensibilità d'innesco*. Per esempio, per i tipi BT157, BTV58, BTW58 e BTV59, abbiamo un I_{GT} = 200 mA e per il BTW59, una I_{GT} = 300 mA.

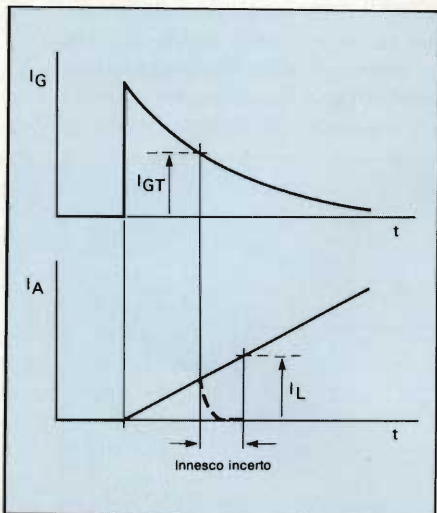



Fig. 10 - Per assicurare al GTO un innesco sicuro bisogna che la corrente anodica raggiunga un valore superiore alla corrente di aggancio (I_L) prima che la corrente di gate (I_G) scenda al di sotto del livello minimo (I_{GT}) richiesto per assicurare l'innesco.

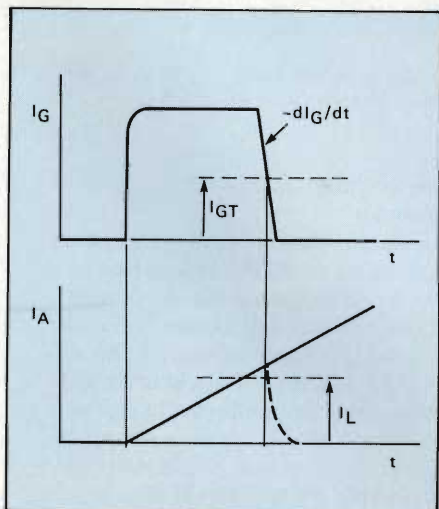



Fig. 11 - Perdita di aggancio potrebbe verificarsi anche nel caso in cui la corrente anodica (I_A) risultasse leggermente superiore al livello di aggancio (I_L) durante una rapida diminuzione della corrente di gate.

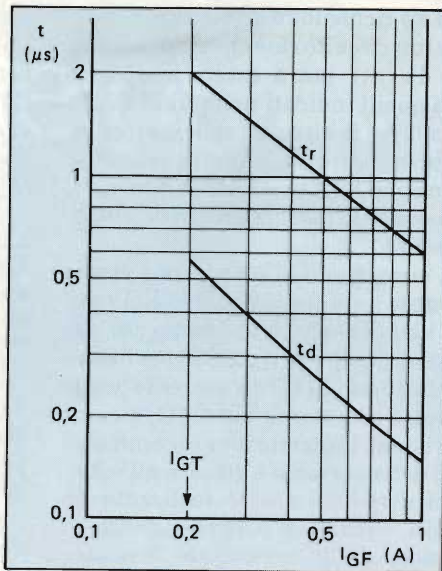



Fig. 12 - Componenti t_r e t_d del tempo di entrata in conduzione (turn-on) in funzione della corrente diretta di gate (BTW58). t_r = tempo di salita; t_s = tempo di immagazzinamento delle cariche; t_f = tempo di caduta; t_d = tempo di ritardo.

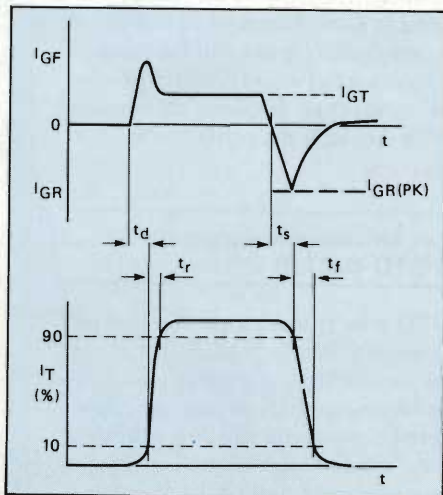



Fig. 13 - Forme d'onda ideali di turn-on e di turn-off in un GTO.

Riduzione delle perdite che si verificano in fase di commutazione del GTO

Per ridurre queste perdite occorre cercare di rendere più breve possibile il tempo occorrente per portare il GTO in conduzione.

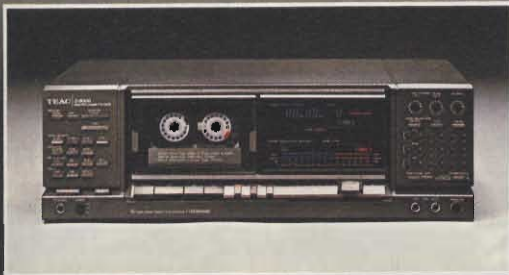
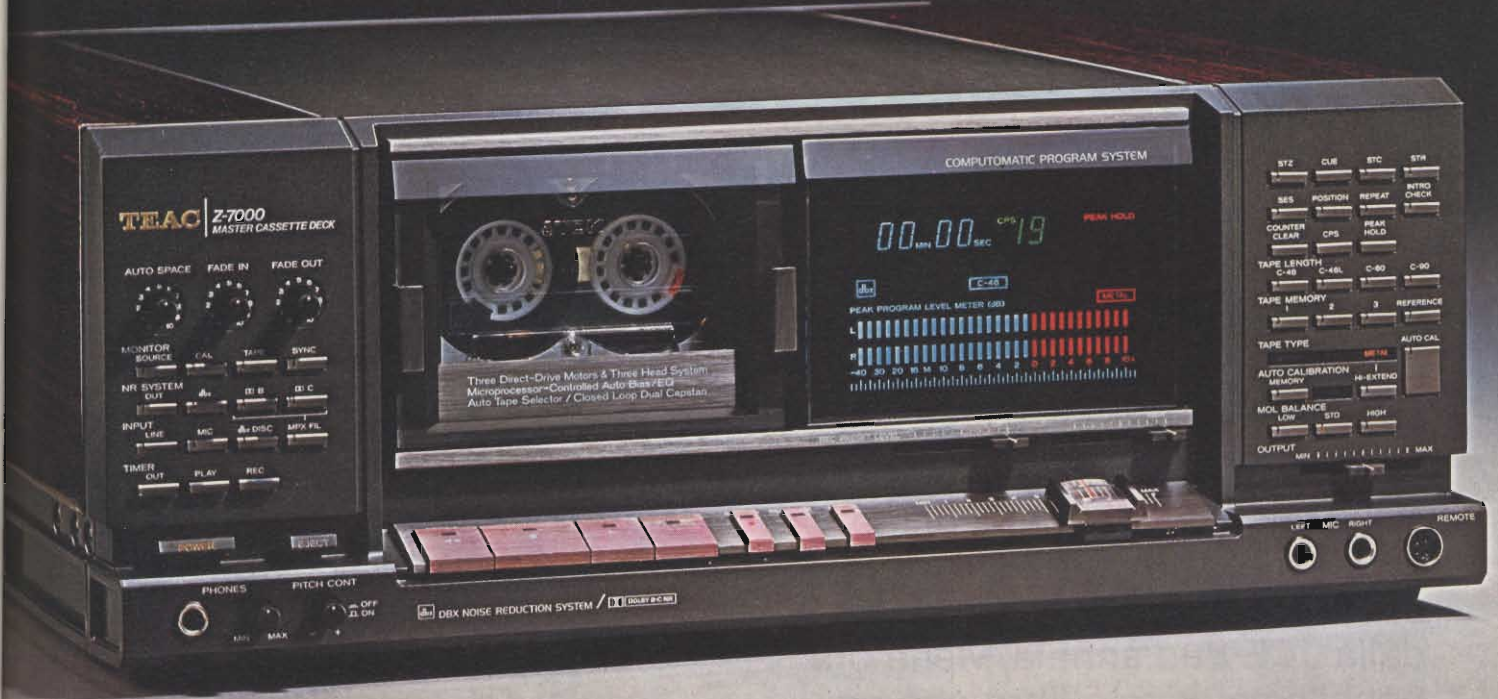
Dalla *figura 12* si vede che questo tempo di *turn-on* è formato in pratica da due componenti: e precisamente dal *tempo di ritardo* t_d e dal *tempo di salita* t_r. Il tempo di turn-on tende a diminuire via via che aumenta la corrente diretta del gate. Di conseguenza, la forma ideale della corrente di comando di gate dovrà essere quella indicata in *figura 13*. Qui si vede che la corrente di comando dovrà assumere inizialmente un valore da 2 a 5 volte superiore alla corrente richiesta per avere un innesco sicuro (e cioè I_{GT}), e mantenersi su questo valore (e cioè un valore superiore a I_{GT}) per tutto il tempo che la corrente anodica richiederà per portarsi su un livello molto più elevato della corrente di aggancio (I_L).

Questa condizione potrà essere ottenuta inserendo una rete RC nel circuito di comando di gate, per esempio C2R5 nel circuito di figura 6.

Nei tiristori convenzionali, il rapido aumento della corrente anodica che si verifica nella fase di turn-on del dispositivo produce, di regola, nel chip aree a forte dissipazione (i famosi punti caldi-hot spots).

La struttura interdigitata data al chip del GTO (figura 1) fa sì che esso possa sopportare bene lo "stress" al quale il dispositivo viene assoggettato

Fig. 14 - Caduta di tensione ai capi del GTO in funzione della corrente anodica. Come parametro viene presa la corrente continua di comando di gate. Vale per il BTV59.

MASTER CASSETTE DECKS SERIE Z

Solo il fenomenale KNOW-HOW tecnologico della TEAC poteva consentire la realizzazione di questa nuova serie di registratori master a cassetta. La Serie Z è indubbiamente la migliore serie di registratori a cassetta che la TEAC abbia mai costruito. Ciascuno di questi apparecchi è uno strumento di precisione dotato di impressionanti tecnologie d'avanguardia e di caratteristiche non riscontrabili in nessun altro registratore a cassetta oggi sul mercato. Tre motori a trazione diretta - Tre testine - Tre sistemi di riduzione del rumore: dBx, Dolby B e Dolby C - Telaio monoblocco in pressofusione Controllo completamente automatico della taratura di bias, livello (S/D) ed equalizzazione con impostazione di riferimento. Ricerca del punto zero, del Cue prefissato, e del punto d'inizio di registrazione - Sistema di cancellazione di porzioni di nastro previa selezione - Funzione Intro Check per l'ascolto dei primi 10 secondi di ogni brano: facilitando la ricerca del brano desiderato. Unità di comando a distanza fornita in dotazione. Funzione di dissolvenza automatica - Espulsione della cassetta motorizzata - Contatti dorati e tantissime altre esclusive qualità. Questa è la nuova Serie Z della TEAC.

A DIVISION OF

99 RIPARAZIONI TV ILLUSTRATE E COMMENTATE

Sulla falsariga del precedente volume "100 Riparazioni TV illustrate e commentate" prodotto dalla JCE due anni fa, viene ora pubblicato questo libro che ne vorrebbe rappresentare il seguito. Si tratta di 99 schede di riparazioni effettute su televisori in bianco e nero e a colori. Sono tutti casi reali verificatisi in laboratorio scelti fra i più interessanti dal punto di vista tecnico e didattico. È un libro che non deve mancare sul banco di lavoro dei tecnici TV, specialmente dei più giovani per i quali esso rappresenta una specie di integrazione alla loro ancor fragile esperienza nella pratica di laboratorio.

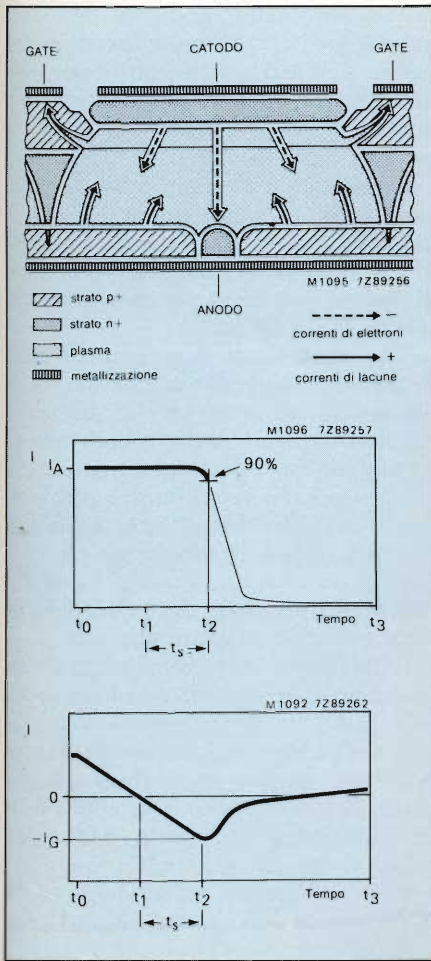



Fig. 15 - **Stato della conduzione all'interno del cristallo del GTO al momento dell'inizio del bloccaggio (e cioè del tempo di immagazzinamento t_s) quando cioè dal gate comincia ad essere estratta corrente.**

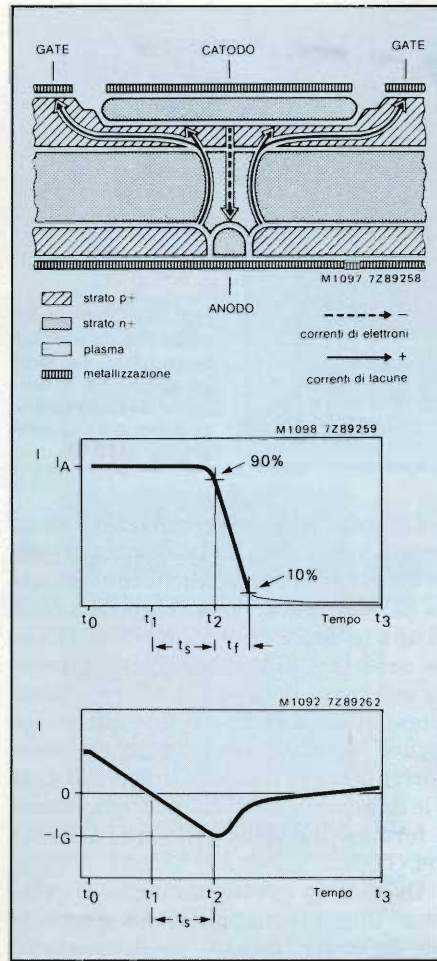



Fig. 16 - **Stato della conduzione all'interno del cristallo del GTO durante la seconda fase del bloccaggio, corrispondente al tempo di caduta t_f. Durante questa fase la conduzione è ridotta ad un minuscolo canaletto di cariche che alla fine si interrompe.**

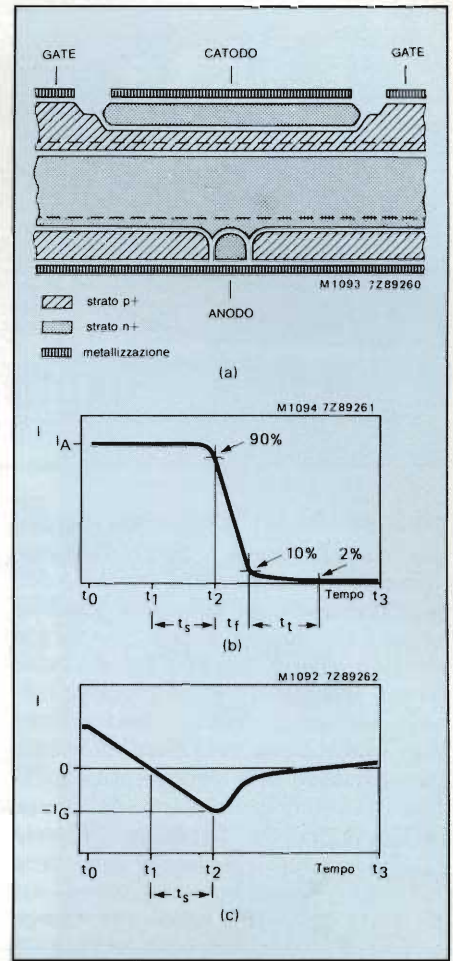



Fig. 18 - **Stato della conduzione all'interno del cristallo del GTO durante la fase finale del bloccaggio durante la quale si forma uno strato di svuotamento e le cariche si ricombinano in una zona di tipo n lontana.**

durante la fase di turn-on.

Nei circuito sprovvisti di snubber, la dissipazione che si ha in fase di turn-on normalmente è bassa. In quelli in cui lo snubber è presente bisognerà tener conto della scarica del condensatore dello snubber, specialmente se questo non ha un resistore in serie. In questo caso infatti, tutta l'energia immagazzinata nel condensatore viene dissipata, ad ogni ciclo di funzionamento, all'interno del GTO, contribuendo in questo modo ad aumentare le perdite di turn-on del dispositivo.

Vantaggi di un pilotaggio di gate in continua

Il GTO come un normale transistore, può essere portato in conduzione, ad opera di una corrente continua di gate avente un valore superiore a I_{GT}. Questo sistema di comando, come indicano chiaramente i grafici della *figura 14* ha inoltre il vantaggio di ridurre la caduta

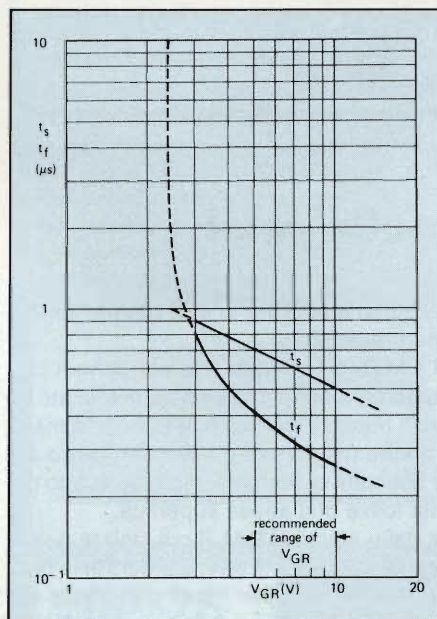



Fig. 17 - **Influenza della tensione negativa di gate sulle due componenti del tempo di turn-off e cioè sul tempo di immagazzinamento t_s e sul tempo di caduta t_f.**

di tensione fra catodo e anodo del GTO anche quando la corrente anodica assume valori molto superiori alla corrente di aggancio.

Comportamento del GTO quando cessa di condurre (fase di turn-off)

Per capire bene il meccanismo di bloccaggio del GTO sarà utile vedere che cosa succede all'interno del cristallo quando il GTO si trova in conduzione. La *figura 15* riporta uno spettacolo del cristallo del GTO in fase di conduzione (fase-on). In particolare possiamo vedere quello che succede all'interno del cristallo quando si ha conduzione tra catodo e anodo. Vediamo così che la regione centrale viene riempita da un gran numero di elettroni-lacune (plasma) che consentono al GTO di essere percorso da una corrente elevata nonostante tra anodo e catodo sia presente una differenza di potenziale estremamente bassa.

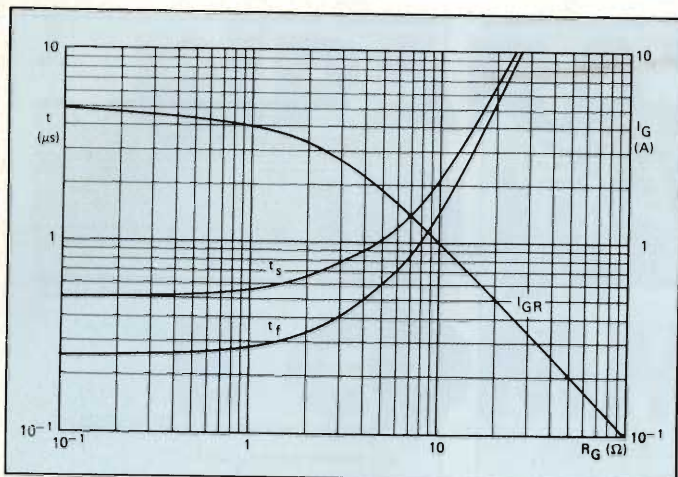



Fig. 19 - Corrente inversa di gate e le due componenti del tempo di turn-off in funzione della resistenza esterna R_G in serie al gate (BTW58).

Per bloccare il GTO occorrerà pertanto interrompere il fluire di questo "plasma", e ciò si otterrà, come già detto, applicando sul gate una tensione negativa di polarizzazione. Ciò farà si che il "plasma" venga ridotto ad uno stretto "canaletto", come appunto indicato in *figura 16*. Il tempo intercorrente fino alla rottura definitiva di questo piccolo canale di corrente costituisce la fase di immagazzinamento del tempo di bloccaggio del dispositivo. Questa fase di immagazzinamento deve durare il meno possibile; e ciò si ottiene applicando tra gate e catodo un campo elettrico di sufficiente intensità (da —5 V a —10 V).

La zona del gate del cristallo è strutturata in maniera da lavorare, per tempi brevi (circa 20 μs), anche in condizioni di valanga inversa. L'applicazione di una tensione inversa di polarizzazione superiore al livello di rottura inversa non tende però ad agevolare l'operazione di bloccaggio del dispositivo. In *figura 17* è riportata la relazione intercorrente tra la tensione inversa di gate e le due componenti che contribuiscono a formare il ritardo nello spegnimento del GTO.

Quando lo stretto canaletto di "plasma" illustrato in figura 16 si interrompe definitivamente, evidentemente non esisterà più la corrente anodica, e la tensione sull'anodo tenderà ad aumentare in funzione della natura del carico applicato. Il tempo occorrente all'interruzione della corrente anodica dipenderà dalla quantità di corrente estratta dal gate.

Facciamo un esempio: volendo bloccare nel BTW 58 una corrente anodica di 5 A sottraendo dal gate una corrente di 1 A, i tempi di immagazzinamento e di caduta potranno durare rispettivamente 2 μs e 1,5 μs.

Gli elevati picchi di corrente inversa di gate occorrenti, come abbiamo visto, per assicurare un veloce bloccaggio del dispositivo, sono resi possibili grazie ad una zona a bassa impedenza situata al disotto del catodo. Punti caldi (hot-spots) che potrebbero formarsi qua e là nel chip in fase di bloccaggio non potranno verificarsi in quanto, come già accennato, alla zona del catodo è stata data una struttura interdigitata.

Dalla *figura 18* si rileva inoltre che la fase finale di turn-off è costituita da una "coda" di corrente anodica di piccola entità dovuta a cariche intrappolate nelle regioni più lontane del cristallo. Il rivestimento in oro del chip e una struttura accorciata dell'anodo fanno sì che queste cariche possano ricombinarsi molto rapidamente, e di conseguenza non aumenteranno la dissipazione in fase di turn-off.

Perdite in fase di turn-off

A frequenze di lavoro basse (< 2 kHz), le perdite prodotte in fase di bloccaggio (turn-off) del GTO sono trascurabili. A frequenze di lavoro più elevate bisognerà tenerle invece in considerazione. È evidente che riducendo dV/dt si potranno ridurre anche queste perdite. Questo però significherebbe aumentare la capacità del condensatore snubber, e questo aumento mentre da una parte consentirebbe di avere valori di I_{TCM} più elevati, dall'altra avrebbe lo svantaggio di aumentare le perdite che si registrano in fase di turn-on del dispositivo.

Le perdite di turn-off possono evidentemente essere ridotte abbassando la temperatura alla giunzione del GTO. Questo però comporterebbe un radiatore di maggiori dimensioni.

Come si vede, per ottenere determinati scopi occorre fare dei compromessi, e solo il progettista, tenendo d'occhio l'applicazione alla quale sta lavorando, potrà decidere quale parametro dovrà essere sacrificato a beneficio dell'altro. ■

Bibliografia

1) L. Cascianini - *FET-MOS di potenza, Darlington e GTO a confronto* - **SELEZIONE di tecniche elettroniche** n. 12/1983, pag. 10.
2) *Parametri più importanti per una corretta progettazione di circuiti con GTO* (in inglese, disponibile a richiesta).
3) *Esempio di impiego del GTO in un inverter trifase da 1,5 kW comandato da impulsi modulati in ampiezza* (in inglese, disponibile a richiesta).

L'A.M.D. a gonfie vele!

Il 1983 è stato per l'A.M.D. un anno molto positivo e le sue vendite sono aumentate del 69% rispetto all'anno precedente.
Fra tutti i produttori di semiconduttori, l'A.M.D. è l'azienda che nei periodi di recessione economica non ha mai licenziato un dipendente ed ha convogliato i suoi sforzi nella ricerca ottenendo invidiabili risultati. Inoltre l'A.M.D. non ha mai diminuito i suoi investimenti pubblicitari anche nei periodi di mercato fiacco a differenza di altre aziende che alle prime difficoltà di mercato, tagliano subito il budget di pubblicità, come se la pubblicità fosse una spesa superflua.
La pubblicità dell'A.M.D. in Italia è curata dallo studio C.P.M. il cui titolare dott. Carlo Pignagnoli ha incontrato il Presidente dell'A.M.D. Mr. J.W. Sanders III in un party alla Torre Eiffel di Parigi organizzato dall'A.M.D. per i suoi dipendenti e clienti europei.

TECNOLOGIE AVANZATE

In questa nuova rubrica verranno presentati e illustrati mensilmente gli ultimi progressi tecnologici e le ultime realizzazioni portate avanti nei laboratori di sviluppo e di ricerca dei più importanti complessi elettronici mondiali. Queste tecnologie avanzate copriranno tutta l'area della componentistica elettronica, e cioè, i materiali, i componenti passivi, i tubi, i dispositivi a semiconduttore sia discreti che integrati.

STAMPANTE OTTICA VELOCE, SILENZIOSA ED A ELEVATA DEFINIZIONE

Questo sistema ottico, capace di produrre strutture (segni alfanumerici e altre immagini), ad elevata definizione, viene chiamato *LiSA 512*. Il termine *LiSA* è derivato da *Light-Switching Array* e significa appunto "insieme di interruttori (o meglio valvole) capaci di aprirsi e di chiudersi velocemente lasciando passare o meno un raggio di luce" *(figura 1)*. La velocità di apertura e di chiusura di queste valvole della luce, viene controllata mediante sistemi elettronici. Attualmente questo sistema viene impiegato per produrre immagini o strutture ad elevata definizione quali quelle prodotte dalle stampanti di riga ottiche (elettrofotografie).

Questo nuovo sistema possiede tutti i vantaggi e le caratteristiche delle stampanti ottiche, e cioè: risoluzione spaziale elevata, velocità elevata, funzionamento non rumoroso. Oltre a questi pregi, il nuovo sistema LiSA 512 ne possiede altri che lo portano all'avanguardia nel campo di tutti gli attuali sistemi di stampa ottica.

Prendiamo, per esempio, le stampanti basate sul *laser* che sono attualmente le stampanti ottiche maggiormente impiegate. Proprio per essere basate sul principio del laser, queste stampanti ottiche presentano severe limitazioni. Eccone alcune: si sa che i laser allo stato solido emettono la loro radiazione predominante nella regione dell'infrarosso, vicino cioè al rosso. D'altra parte è noto che il tamburo fotoconduttore sul quale in una stampante ottica viene formata l'immagine "latente", risponde invece meglio ad una luce blu/verde. Questo, naturalmente, non sarebbe un problema per i laser a gas, i quali, come è noto, sono in grado di produrre anche una luce blu/verde. Ma l'impiego di questi tipi di laser in queste stampanti ottiche oltre che a comportare una notevole complessità, ne farebbe aumentare notevolmente il costo. Oltre a questo inconveniente, le stampanti a laser richiedono un sistema di deflessione meccanico, fattore anche questo che contribuisce ad aumentarne ulteriormente la complessità e il costo.

Anche le stampanti ottiche impieganti come sorgente di luce *i LED* presentano l'inconveniente suddetto in quanto anche i LED emettono una radiazione luminosa spostata principalmente nella regione del rosso/infrarosso. Se non altro però hanno il vantaggio di non richiedere un sistema meccanico per deflettere queste radiazioni. Le sorgenti di luce a LED hanno inoltre il vantaggio di essere compatibili con le attuali famiglie di circuiti integrati. Anche i LED però, come le sorgenti a laser, hanno inconvenienti derivanti proprio dalla loro stessa natura, e cioè da essere sorgenti luminose a LED.

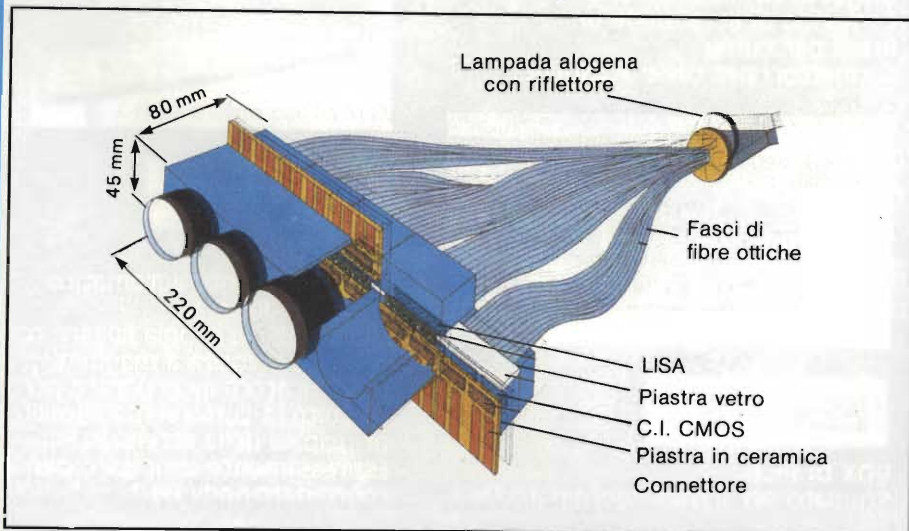



Fig. 1 - LiSA (Light Switching Array) "è un sistema di valvole" che lascia/non lascia passare la luce. Viene usato per produrre immagini ad elevata risoluzione. Non possiede alcuna parte in movimento e può funzionare utilizzando una sorgente di luce standard.

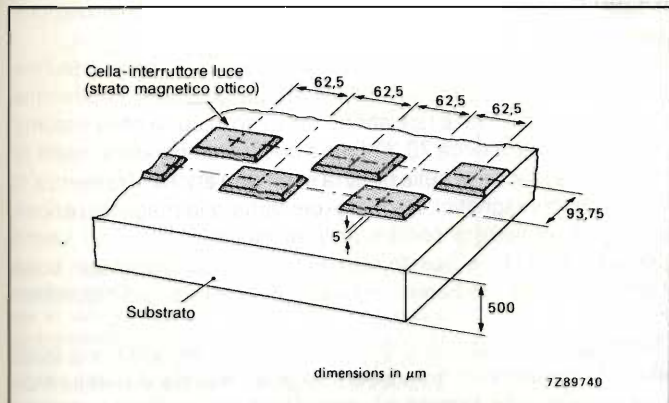



Fig. 2 - Il chip LiSA è formato da uno strato di bismuto/ferro fatto crescere in maniera epitassiale su un substrato costituito da gallio/gadolinio. Questo substrato viene successivamente suddiviso mediante i soliti sistemi fotolitografici in minuscole celle che provvederanno a ruotare il piano della luce polarizzata. Ciascuna cella misura 65 x 65 μm^2, ed è pertanto più piccola del più piccolo dominio magnetico possibile (circa 100 ... 200 μm in diametro). Uno strato metallico opaco ricopre lo spazio esistente fra le celle.

Così per esempio, un tipico sistema a LED potrà avere 2000 e anche più elementi attivi molto vicini gli uni agli altri che richiedono di essere commutati (accesi e spenti) ad elevata velocità. In conseguenza di ciò, il sistema viene a dissipare una considerevole quantità di calore, supponiamo 20 W o anche di più, fattore questo che, per sistemi di piccole dimensioni come appunto sono le stampanti ottiche, rende estremamente complicato e ingombrante, un adeguato sistema di raffreddamento. Oltre a ciò, lo "stato dell'arte" della tecnologia di realizzazione dei LED non consente di integrare più di 100 elementi per chip, per cui i sistemi di stampanti ottiche basati su sorgenti luminose a LED attualmente sono molto costosi.

La nuova stampante ottica *LiSA* non possiede nessuno dei suddetti svantaggi. Essa infatti non ha nessuna parte in movimento, può funzionare con qualsiasi sorgente di luce standard, ed infine non ha problemi di raffreddamento. Inoltre, nella stampante ottica LiSA si è raggiunto un grado di integrazione che ormai è cinque volte superiore a quello consentito dalla tecnologia LED, ed inoltre gli sviluppi futuri di queste tecnologie fanno prevedere un ulteriore aumento di questo margine.

Principio di funzionamento

Il chip LiSA è costituito da un sottile strato di ferro e bismuto avente proprietà ottiche e magnetiche. Questo strato viene ottenuto con il solito sistema di crescita epitassiale su un substrato di gallio/gadolinio. Successivamente viene suddiviso mediante il solito sistema fotolitografico in tante piccole celle separate *(figura 2)*. Questo sottile strato di ferro/bismuto possiede la "strana" caratteristica di magnetizzarsi *spontaneamente* lungo un asse normale (a 90°), rispetto al piano del sottostante substrato. Ogni cella, una volta fatta, si troverà automaticamente ad essere magnetizzata in questa direzione.

Queste piccole celle rettangolari oltre a risultare magnetizzate nella maniera suddetta presentano anche *l'effetto Faraday*. Questo effetto dice che se un raggio di *luce polarizzata attraversa* una di queste celle, esso verrà ruotato, e il senso di rotazione (sinistrorso o destrorso) dipenderà dalla particolare direzione di magnetizzazione della cella.

Ecco quindi che, ponendo *davanti* alla cella un filtro polarizzatore, e *dietro* alla cella un secondo filtro polarizzatore *(figura 3)*, sarà possibile trasformare la cella in una vera e propria *valvola di luce*, che potrà essere controllata e comandata dalla direzione della magnetizzazione conferita alla cella.

Perchè una cella diventa una valvola di luce

Abbiamo visto che ciascuna cella a causa del materiale di cui è fatta, e della maniera in cui viene formata viene a trovarsi *automaticamente* magnetizzata, e che inoltre, variando il senso di questa magnetizzazione è possibile variare il piano di polarizzazione di un

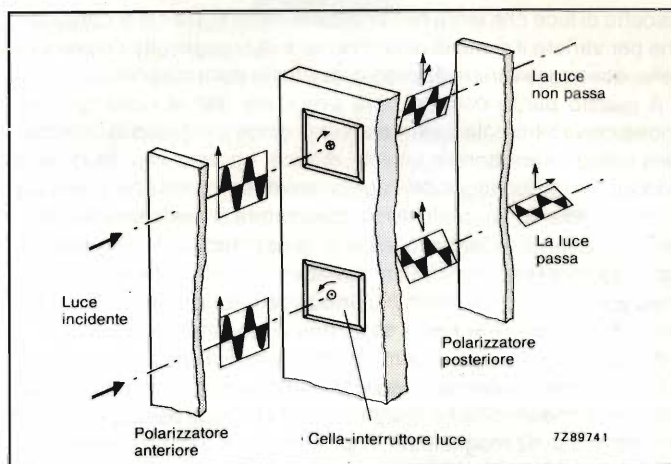



Fig. 3 - È la differente direzione di magnetizzazione a cui viene assoggettata la cella che fa ruotare in due differenti direzioni il piano della luce polarizzata proveniente dal filtro polarizzatore d'ingresso. Il filtro polarizzatore d'uscita (analizzatore), lasciando passare soltanto la luce polarizzata ruotata in una determinata direzione, consente alla rispettiva cella di comportarsi come una "valvola di luce", e cioè, come un dispositivo che lascia o non lascia passare un raggio di luce alla velocità di cambiamento di direzione del campo magnetico.

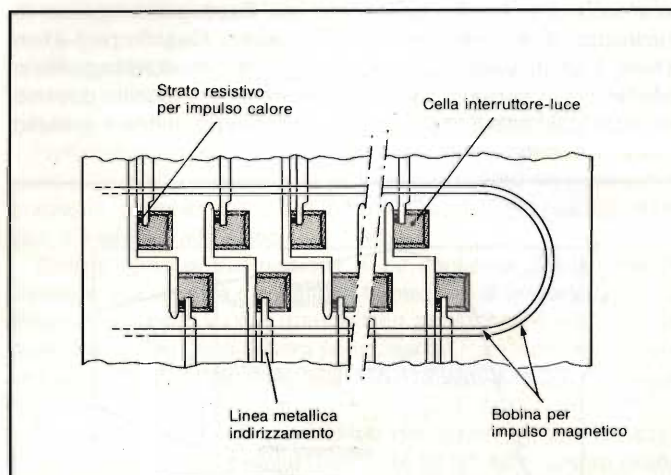



Fig. 4 - Realizzazione pratica di una cella di commutazione della luce. L'impulso di calore necessario perchè la cella possa essere magnetizzata in senso opposto viene fornito ad essa da un sottile strato resistivo disposto al disopra della cella medesima. Questo impulso di calore porta un angolo di cella alla temperatura di 100 °C. A questa temperatura, le proprietà magnetiche della cella diventano instabili, e di conseguenza, potranno essere invertite facilmente mediante applicazione di un campo magnetico esterno.

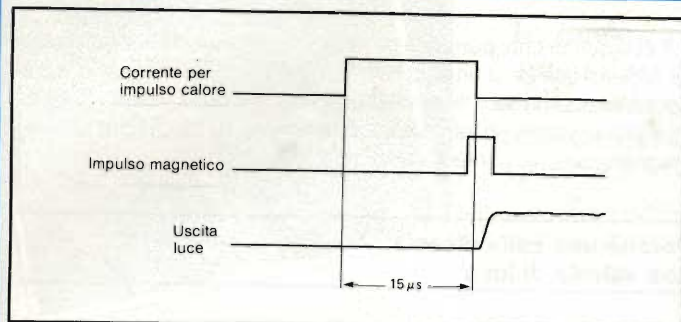
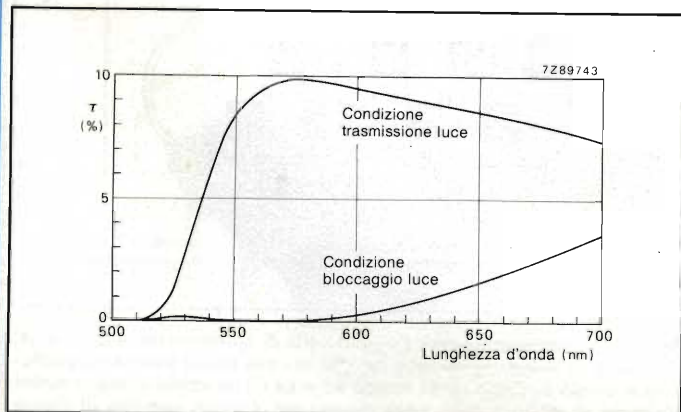



Fig. 5 - Sequenza degli impulsi richiesti da una cella perchè essa possa comportarsi come una "valvola di luce".

fascetto di luce che entra nella cella dal davanti. Da ciò si conclude che per variare il piano di polarizzazione del raggio che colpisce la cella, occorrerà variare il senso di direzione della magnetizzazione.

A questo punto occorre però precisare che la cella da sola anche con il filtro polarizzatore anteriore non è in grado di comportarsi come interruttore o valvola di luce. La vera valvola di luce (passaggio/bloccaggio del raggio luminoso) si ottiene ponendo *dietro* la cella un secondo filtro polarizzatore, il quale farà passare la luce *soltanto* quando questa si presenterà con un piano di polarizzazione ben definito. In definitiva, la cella al bismuto-ferro, provvede soltanto a ruotare il piano di polarizzazione del fascio di luce che la investe e non a bloccarlo o lasciarlo passare.

Per variare la direzione di magnetizzazione di una cella si ricorre ad una combinazione di impulsi di calore e di campo magnetico. Per comprendere perchè si utilizzi questa tecnica per poter variare la direzione della magnetizzazione di una cella, occorre vedere più da vicino il comportamento magnetico del film bismuto/ferro.

Abbiamo più volte ripetuto che questo film o strato assume spontaneamente una magnetizzazione le cui linee di forza risultano normali al piano del substrato sul quale viene formato il suddetto film. In questo strato, prima che esso sia stato suddiviso in tante piccole celle, i *domini magnetici* assumeranno una direzione o parallela o antiparallela rispetto alla normale inoltre, a seconda quale campo magnetico sarà prevalente, questo loro allineamento potrà mutare direzione continuamente senza una regola precisa. Lo strato quindi verrà a possedere una disposizione casuale di domini rispettivamente paralleli e antiparalleli. Quando però il film di ferro-bismuto viene suddiviso con i soliti sistemi fotolitografici in celle le cui dimensioni risultano inferiori al più piccolo dominio possibile, succederà che ciascuna cella potrà contenere soltanto un tipo di dominio, e di conseguenza, la sua magnetizzazione risulterà uniforme.

Il fatto più importante è che questa magnetizzazione uniforme che viene ad assumere la cella a causa delle sue ridottissime dimensioni, si manterrà tale anche nel caso in cui la cella assuma temperature fino a circa 70 °C. Fino a questa temperatura, infatti, la magnetizzazione della cella rimarrà inalterata anche in presenza di elevati campi magnetici. Pertanto, per variare la magnetizzazione della cella, occorrerà portare la sua temperatura su un valore *superiore* a 70 °C; a questo punto la sua magnetizzazione potrà essere cambiata mediante applicazione di un campo magnetico intenso.

Ecco quindi trovato un sistema abbastanza semplice per poter variare la direzione di magnetizzazione della cella. Basterà infatti applicare alle celle (oppure ad una porzione delle celle) un *impulso di calore*, e fare seguire a questo impulso di calore, un impulso di *campo magnetico* e le celle cambieranno i loro domini da paralleli in antiparalleli (e viceversa), e potranno quindi cambiare il piano di polarizzazione della luce che le colpisce.

La *figura 4* indica come in pratica viene strutturata una cella. Tale strutturazione prevede *prima* il riscaldamento delle celle, e *successivamente* l'applicazione di un campo magnetico a impulsi, e ciò per fare in maniera che ogni cella possa cambiare la direzione della sua magnetizzazione, e di conseguenza, possa ruotare il piano di luce polarizzata che la colpisce dal davanti.

In particolare, vediamo che a fornire l'impulso di calore provvede un sottile strato resistivo depositato sulla parte superiore di ciascuna cella, mentre a fornire l'impulso magnetico provvede una spira separata che racchiude tutte le celle.

Tabella 1 - Dati caratteristici dell'unità LiSA 512

Numero delle "valvole della luce"	512
Apertura ottica di una valvola della luce	65 x 65 μm^2
Distanza tra una valvola-luce e l'altra	62,5 µm
Lunghezza "ottica"	32 mm
Lunghezza totale	42 mm
Tempo di commutazione ottica	$<$ 2 µs
Ritardo nella commutazione termoelettrica	18 µs
Tempo di ciclo (tipico)	500 µs
Velocità dei dati elettronici d'ingresso (tipico)	1 Mbit,s
Tensione di comando	12 V/30 V
Potenza assorbita per 2000 immagini al secondo	circa 5 W

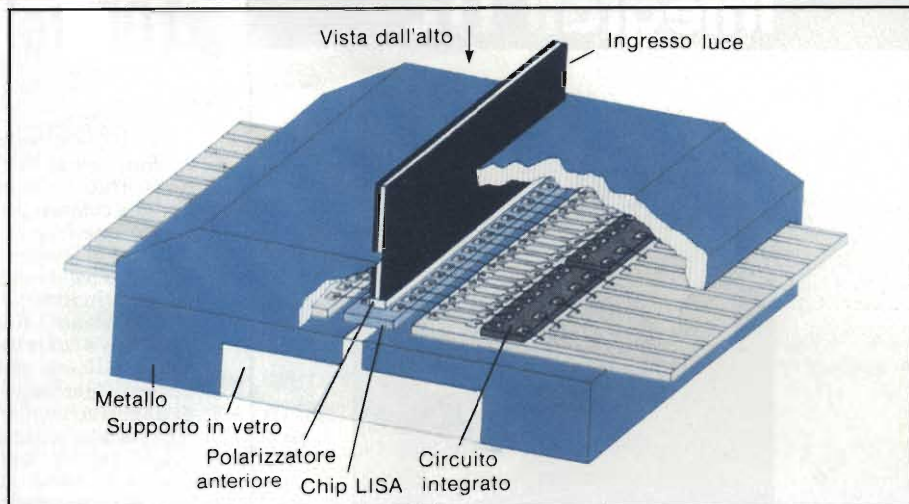
In *figura 5*, si può vedere come si susseguono rispettivamente l'impulso della corrente di riscaldamento e quello del campo magnetizzante nonchè il passaggio/bloccaggio della luce all'uscita del sistema completo e cioè, della cella completata dal filtro polarizzatore posteriore *(figura 3)*.

In particolare, l'impulso di calore provvede a riscaldare un angolino della cella fino ad una temperatura oltre i 100 °C; ciò creerà una ragione di instabilità magnetica che tenderà a propagarsi attraverso tutta la superficie della cella consentendo quindi all'impulso del campo magnetico di portare la cella in una nuova direzione di magnetizzazione. Entro circa 100 µs dalla scomparsa dell'impulso di calore, la cella si raffredderà e si stabilizzerà su una nuova direzione di campo magnetico.

Caratteristiche di trasmissione

Il coefficiente di trasmissione dell'unità LiSA dipende dal valore dell'angolo con cui risulta ruotato il piano della luce polarizzata. Per una luce con lunghezza d'onda di 550 nm, questo angolo è circa ± 20° e tende a diminuire qualora la lunghezza d'onda della luce impiegata aumenti di valore tendendo verso il rosso.

Fig. 6 - Coefficiente di trasmissione della luce (τ) di un'unità LiSA in funzione della lunghezza d'onda (i filtri polarizzatori rispettivamente anteriore e posteriore risultano inclinati l'uno rispetto all'altro di 15°).

Fig. 7 - Spaccato di un'unità LiSA 512. L'unità contiene 512 celle commutatrici di luce, disposte in una struttura a meandro, e 4 registri a scorrimento CMOS a 64 bit. La luce entra attraverso la finestra d'ingresso che si trova nella parte superiore dell'unità, ed esce attraverso il supporto vetro che si trova in basso. Il filtro polarizzatore d'uscita di figura 3 (analizzatore), non è indicato in questa figura e viene cementato sulla parete esterna del supporto di vetro in basso.

A parte l'effetto magneto-ottico, lo strato ferro/bismuto effettua anche un assorbimento ottico che tende a diminuire verso il rosso. La *figura 6* indica come varia il coefficiente complessivo di trasmissione al variare della lunghezza d'onda della luce sia per la condizione di trasmissione sia per quelle di bloccaggio.

Occorre tener presente che il coefficiente di trasmisione varia al variare della lunghezza d'onda per i due stati di magnetizzazione e che il bloccaggio totale è possibile soltanto per una luce monocromatica di una data lunghezza d'onda.

Struttura dell'unità LiSA 512

È riportata in *figura 7*. "Il cuore" di questa unità è formato da chip LiSA contenente 512 celle commutatrici disposte in una struttura a meandro. Il chip viene cementato su un supporto di vetro a sua volta incastrato tra due blocchi metallici che funzionano anche da radiatori di calore del chip. La luce perviene alle celle del chip attraverso due lastre di vetro perpendicolari al chip disposte a sandwich. Tra l'estremità inferiore di queste due piastre di vetro e il chip si trova il filtro polarizzatore della luce d'ingresso e la bobina magnetizzatrice. Di solito, l'unità viene fornita senza il filtro polarizzatore di uscita (filtro analizzatore) che ovviamente dovrà essere cementato sul supporto di vetro. Il filtro polarizzatore d'uscita può essere fornito assieme all'unità solo nel caso in cui venga specificata la particolare applicazione dell'unità.

Fig. 8 - Immagini prodotte da una singola unità LiSA sperimentale capace di produrre 12 punti/mm.

La disposizione a meandro delle celle presenti nel chip LiSA tende a migliorare la definizione del carattere e facilita la realizzazione delle funzioni logiche richieste. Il chip viene in pratica suddiviso in *banchi di celle* rispettivamente superiori e inferiori, che non funzionano contemporaneamente ma in maniera alternata nel senso che in un determinato istante lavora un solo banco alla volta. Ne consegue pertanto che quando l'unità LiSA viene installata su una stampante ottica, la velocità di commutazione dei banchi di celle dovrà essere adattata alla velocità del tamburo fotoconduttore in maniera da formare sul tamburo immagini lineari *interlacciate*. Tali immagini si sovrapporranno in parte allo scopo di minimizzare eventuali discontinuità nella linea stampata.

Oltre a questa struttura ottica (hardware ottico), l'unità LiSA 512 contiene anche 5 circuiti integrati di registri a scorrimento MOS a 64 bit, sistemati su ciascun lato del chip.

Le uscite di ciascuno di questi registri a scorrimento sono collegate con due celle di commutazione, una presente nel banco di celle superiore e l'altra nel banco di celle inferiore, e siccome come già detto, viene selezionato in ogni istante un solo banco, il totale dei 256 bit disponibili nei registri a scorrimento sarà proprio del tutto sufficiente a far funzionare i 512 elementi presenti nel chip LiSA.

Nella *tabella 1* sono riportate le caratteristiche principali di una unità LiSA 512. In *figura 8* si può invece vedere un esempio di immagini fornite da una unità LiSA 512. Questa unità può accettare dati di ingresso alla velocità di 1 Mbit/s.

Questo ritmo di trasmissione di bit consente, a sua volta, di ottenere una velocità massima di formazione di immagini di circa 2000 al secondo. Valore quest'ultimo paragonabile alla velocità delle ultime stampanti di linea per computer, con la differenza però che nel caso di utilizzo dell'unità LiSA 512 la qualità delle immagini è molto superiore.

In pratica in un sistema di stampa, dovrebbero essere installate l'una a fianco all'altra molte unità LiSA 512. Il loro numero esatto dipenderebbe naturalmente dallo spessore della linea desiderato. Queste unità richiederebbero una sorgente di luce accoppiata mediante fibre ottiche ed un sistema di lenti (figura 1) in grado di focalizzare l'immagine sul tamburo fotoconduttore.

Nel sistema LiSA, tutte le operazioni di commutazione vengono controllate da circuiti integrati ibridi esterni all'unità LiSA per cui il raffreddamento non rappresenta affatto in questo caso un problema.

Potrebbero essere "strumenti di spionaggio"

Sequestrati nel Comasco 100 telefoni "senza fili"

COMO — Un centinaio di telefoni "senza filo" sono stati sequestrati nella provincia di Como a commercianti e privati su ordine della Procura della città. I magistrati lombardi hanno delegato agli organi di polizia giudiziaria il compito di sequestrare i telefoni in osservanza a un provvedimento deciso a Roma, che considera appunto fuorilegge questo tipo di apparecchio.

Sulla sua utilità non sembrano esserci molti dubbi e nessuno, viene da pensare, può aver immaginato finora di avere fra le mani uno strumento idoneo a operare intercettazioni di comunicazioni telefoniche. Qualcosa, insomma, da poter paragonare a strumenti utili per lo spionaggio. Eppure il suo uso e il suo possesso sono in contrasto con l'articolo 9 della legge dell'8 aprile '74 numero 98. Tutto questo secondo un pretore di Roma. Ma cos'è questo strumento utile, usato alla luce del sole, che consentirebbe di intercettare comunicazioni telefoniche? Il telefono "senza filo", tecnicamente chiamato "telefono senza cordone di borchia", è un dispositivo, entrato nell'uso comune da qualche anno, che, collegato all'apparecchio telefonico principale, consente di ricevere o di effettuare comunicazioni spostandosi per la casa o, tanto per fare un esempio, dal tavolo di un ristorante (è una delle sue utilizzazioni principali) senza doversi alzare dalla sedia.

Alcuni di questi telefoni "senza filo" hanno una portata limitata a cento metri, altri, più sofisticati e costosi, hanno un raggio d'azione sino a due chilometri. Ora è vero che alzando l'apparecchio telefonico principale è possibile ascoltare quanto viene detto, ma solitamente si tratta pur sempre di telefonate che possono essere definite "casalinghe".

Comunque sia, il pretore di Roma ha disposto con una ordinanza il sequestro su tutto il territorio nazionale dei televisori "senza filo". Per la verità questa ordinanza è abbastanza remota, in quanto risale al marzo dello scorso anno. Se venisse affermata la responsabilità penale delle persone coinvolte in questa vicenda, cioè coloro che sono stati trovati in possesso di telefoni "senza filo", i reati commessi prevedrebbero pene variabili fra uno e quattro anni di reclusione e multe da uno a cinque milioni di lire.

Perché la notizia di questa ordinanza esce da Como e solo ora? Perché si è appreso che sui tavoli dei magistrati comaschi sono già arrivati un centinaio di rapporti, mentre in una stanza del nucleo di polizia giudiziaria del palazzo di giustizia di Como sono stati ammassati un centinaio di telefoni "senza filo" sequestrati in tutta questa provincia a commercianti e privati.

G.P.

Un modello di "telefono senza fili".

DOCCIA SCOZZESE SENZA FILO

Notizia e smentita della notizia è un'altalena non infrequente nei giornali. Questa volta l'avventura giornalistica è toccata ai telefoni senza filo, dei quali il pubblico ha appreso l'ostracismo e poi la riabilitazione a pochi giorni di distanza. La prima notizia aveva recato non poco sconforto agli operatori economici, e una forte delusione agli utenti. Poi il solito alt, scusate, ci eravamo sbagliati. Non saremo noi a discutere sulla libertà di stampa, alla quale siamo direttamente interessati. Ma, chiediamo, è conveniente dare come certa una notizia che certa non è?
Riportiamo, pari pari, due articoli apparsi nel Corriere della Sera il giorno 11 e il giorno 15 marzo 1984. Quattro giorni per capovolgere un'informazione.

Magistrato romano ha firmato il decreto di dissequestro in tutta Italia

Via libera ai telefoni "senza fili"

COMO - *Non sono fuorilegge i telefoni "senza fili". Migliaia di persone possono finalmente tirare un sospiro di sollievo dopo che il sostituto procuratore della Repubblica di Roma, Angelo Gargani, ha firmato il decreto di dissequestro su tutto il territorio nazionale. Per il giudice, dunque, contrariamente a quanto era stato stabilito con una precedente ordinanza, non è reato tenere in casa quello che tecnicamente viene chiamato "telefono senza cordone di borchia" purché venga rispettata la frequenza di 900 megacicli.*

Analogamente non possono essere messi sotto accusa né i produttori degli apparecchi né i negozianti. I telefoni "senza fili", in sostanza, non possono essere ritenuti apparecchi di intercettazione di comunicazioni o di conversazioni telefoniche, il sospetto all'origine dell'intera vicenda.

La decisione del giudice romano, resa nota in questi giorni, conferma nella sostanza due analoghe sentenze emesse tempo fa dai tribunali di Monza e di Bologna, secondo le quali "è da escludere che per i telefoni "senza fili" si possa parlare di microspie".

Del resto la linea adottata dal magistrato romano aderisce alla normativa tecnica decisa dal ministero delle Poste e Telecomunicazioni e pubblicata nell'agosto scorso sulla Gazzetta Ufficiale. Secondo le disposizioni ministeriali i telefoni senza cordone non possono essere utilizzati a più di 50 metri di distanza al chiuso e di 200 all'aperto dall'impianto "normale" installato dalla Sip. Inoltre questi apparecchi non possono essere usati come interfonici. Tali limiti permettono dunque l'utilizzazione soltanto in connessione di tradizionale apparecchio già installato nell'abitazione.

Se la decisione del magistrato romano ha portato un cauto ottimismo rimane tuttavia una certa confusione tra i rivenditori. Molti non espongono più il prodotto, altri l'hanno ritirato dal commercio. Tutti hanno paura di una multa o dell'arresto.

"Non c'è nulla da temere - dicono i responsabili dell'Andec (Associazione nazionale distributori elettronica civile)

- perché da molti giorni l'importazione di telefoni senza fili, che era stata sospesa, è ridiventata libera. I sequestri erano stati ordinati mesi fa dal dottor Gargani della procura di Roma ma poi, con ordinanza dello stesso magistrato, ne era stato disposto il dissequestro. Per opporsi alla primitiva ordinanza di blocco la nostra associazione, assistita dall'avvocato Corso Bovio, ha dovuto impegnarsi in un lungo lavoro durato diversi mesi.

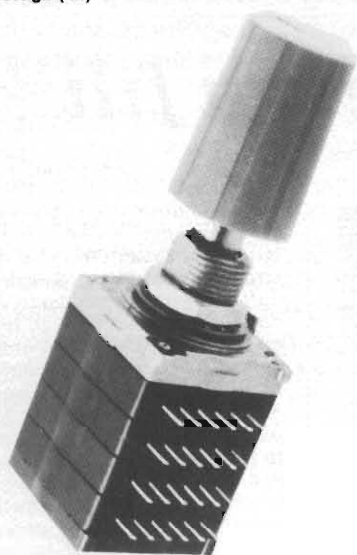
Il caso era salito alla ribalta nei giorni scorsi, dopo la notizia che alla procura della Repubblica di Como erano in atto le pratiche per il sequestro di un centinaio di questi apparecchi, molto usati soprattutto nei ristoranti e nelle grosse aziende. È come si è detto uno strumento molto comodo e del quale si prevede una diffusione su vasta scala. "Il gruppo Face Standard nel laboratorio di Pomezia - dice Alberto Boenio Brocchieri direttore delle relazioni esterne, del gruppo stesso - sta sviluppando un nuovo tipo di telefono senza fili completamente aderente alla legge italiana che lavorerà a 900 megacicli, escludendo quindi i possibili problemi di interferenze. L'apparecchio sarà dotato di una serie di dispositivi per consentire la sicurezza sia delle telefonate sia dell'addebito".

Giuseppe Gallizzi

COMPONENTI

Commutatore di codifica completo

Una nuova concezione dei contatti consente al commutatore RTB presentato dalla Isitalia di realizzare tutti i codici: BCD standard, esadecimale, binario diretto e complementare, Gray o gli stessi codici specifici dei clienti. Disponibile in versione da 1 o 4 moduli, l'RTB è in grado di assicurare le stesse funzioni dei commutatori rotativi classici come, ad esempio, un circuito a 24 posizioni con 4 moduli. L'RTB è un componente elettromeccanico che ha un interessante rapporto prezzo/prestazioni. Ciò è dovuto al ridotto numero di componenti base e alla loro semplicità di assemblaggio. Inseribile su circuito stampato, l'RTB offre una ermeticità totale ai flussanti di saldatura e alle operazioni di pulizia (prove di immersione conformi alle norme NFC 20261/QF e MIL R 22097 F).

ISITALIA
V.le Milanofiori, 1/4
Assago (MI)

Commutatore di codifica di nuova concezione presentato dalla Isitalia denominato RTB.

Termistori per alimentatori switching

La Siemens propone di sostituire la resistenza di avviamento degli alimentatori switched mode con un termistore (J 29), in grado di esercitare la propria funzione 6 - 8 s dopo aver inserito l'alimentatore. In questo caso, rispetto alla resistenza tradizionale, la corrente viene soppressa quando il funzionamento è continuativo.

Il termistore, montato in una custodia in plastica ignifuga, dispone di contatti di serraggio che consentono di ottenere una frequenza di commutazioni praticamente infinita.
La tensione massima di esercizio può arrivare a 350 Veff a 60 °C.
La custodia quadrata (7 mm di lato), con un'altezza di 10 mm, risulta di minimo ingombro.
Il J 29 trova applicazione tipica nei televisori, dove consente di ottenere una riduzione del consumo di 2 W.

SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano

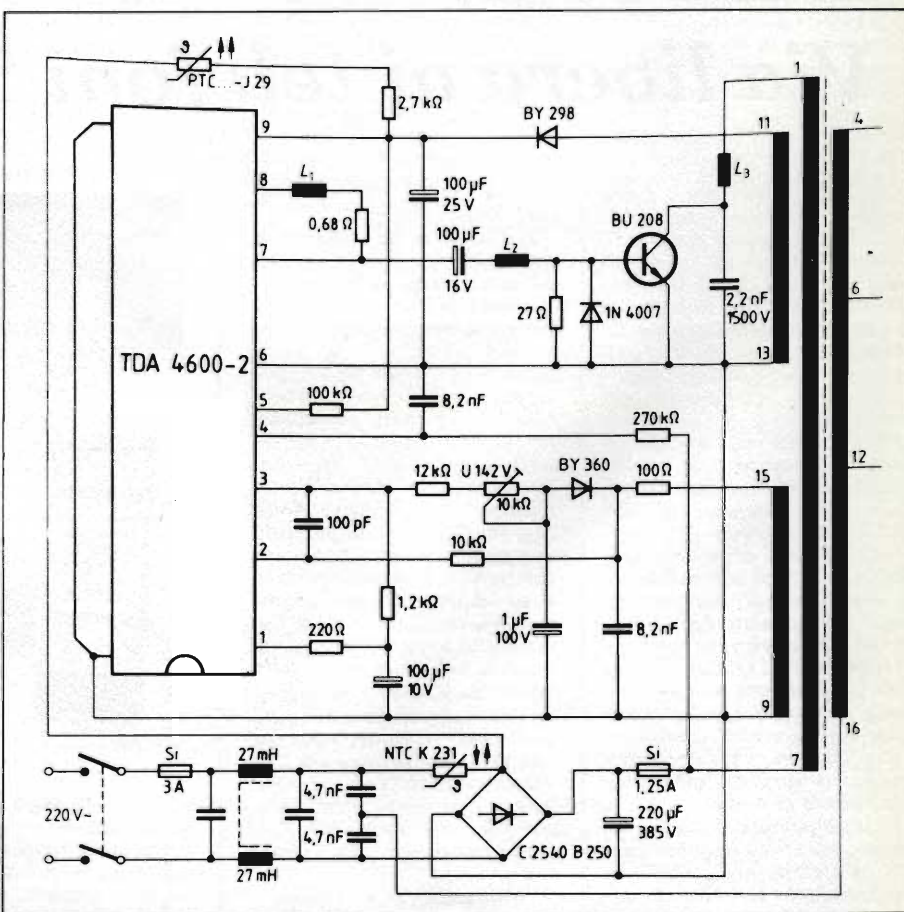
Raddrizzatore a bassa caduta

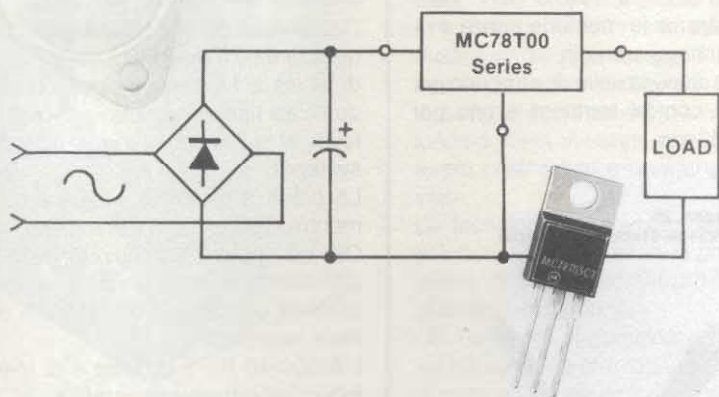
La Germanium Power Devices ha annunciato un raddrizzatore DO-8, basato sulla tecnologia al germanio, caratterizzato da una caduta di tensione diretta eccezionalmente bassa.

Le sue caratteristiche tipiche sono infatti una V_F = 0,45 V con una I_F di 100 A a 100 °C e di soli 0,8 V con una I_F di 300 A.
Il contenitore DO-8 è sigillato ermeticamente ed è disponibile con terminali intrecciati o capocorda.

SYSCOM
Via Gran Sasso, 35
Cinisello B. (MI)

Regolatori di tensione positiva da 3 A

I regolatori di tensione fissa MC78T00 della Motorola sono circuiti integrati monolitici in grado di pilotare carichi superiori a 3 A.
Disponibili in contenitori standard a 3 terminali (T0220 e T03), i regolatori della famiglia offrono tensioni da 5 V a 24 V, con una precisione del 4% nei campi di temperatura militare (− 55 ÷ 150 °C) e commerciale (0 ÷ 125 °C).
Questi regolatori a 3 terminali impiegano

Termistori per alimentatori switching.

COMPONENTI

Regolatori di tensione disponibili in contenitori standard a 3 terminali (T0220 e T03).

un limitatore interno della corrente di corto circuito, protezione termica contro i sovraccarichi e compensazione della fase area del transistor di uscita.

MOTOROLA
V.le Milanofiori, C2
Assago (MI)

Decoder FM stereo

Il TEA 1330 della SGS è un decoder monolitico per trasmissioni FM stereo.
Esso non necessita di alcun induttore e richiede un numero minimo di componenti esterni.
Per il suo funzionamento è solo necessario regolare la frequenza dell'oscillatore.
Il dispositivo è dotato di switch interno stereo/mono. Le altre caratteristiche comprendono un'eccellente separazione dei canali mantenuta in tutto il campo della frequenza audio, una distorsione di solo 0,3% con un segnale di ingresso composito di 150 mV (RMS) e una reiezione SCA di 76 dB.
Il TEA 1330 necessita di una tensione di alimentazione che può variare da 3 a 14 V. Il decoder viene fornito in package DIP a 16 pin.

SGS-ATES Componenti Elettronici
Via C. Olivetti, 2
Agrate Br. (MI)

Moduli universali per alimentazione

La Corcon annuncia la Serie M di moduli universali per alimentazione, che permettono ai fabbricanti di apparecchiature, i cui prodotti sono commercializzati in tutto il mondo, di fornire un ingresso semplice e normalizzato per l'alimentazione.
Questo componente offre la possibilità di interfacciare senza modifiche l'alimentazione a diverse tensioni in base agli schemi più comuni di tensione o di fusibili.
Il modulo incorpora un connettore IEC, che può essere usato con una grande varietà di cavi. Inoltre questi connettori incorporano un portafusibili multi standard, che permette l'uso o di fusibili singoli o doppi europei o di fusibile singolo nordamericano.
Alcuni modelli comprendono un interruttore on/off DPST.
È previsto come opzione un selettore di tensione, disponibile per le configurazioni a 2 o 4 tensioni.
I moduli sono tutti conformi alle principali normative internazionali.

Moduli universali per alimentazione dotati di connettore IEC, che può essere usato con una grande varietà di cavi.

C & K COMPONENTS
Via Frapolli, 21
Milano

Preamplificatore IF a larghezza di banda variabile

Identificati con le sigle ICFG16035 e ICFK16035, i due nuovi preamplificatori IF con larghezza di banda variabile elettronicamente della RHG Electronics Laboratory funzionano con una frequenza centrale di 160 MHz.
I due dispositivi trovano applicazione nei ricevitori EW, ECM, ELINT.
Le loro caratteristiche principali sono: range della larghezza di banda da 5 a 35 MHz, guadagno di 10 dB (fisso) per il tipo ICFG16035 e da 12 a 4 dB (variabile con la larghezza di banda) per l'ICFK16035, tensione di controllo da 0 a − 4 V, cifra di rumore di 10 dB, tensione di alimentazione di ± 12 o ± 15 Vcc.

MOTORDIESEL
Via Manzoni, 5
La Spezia

Trasduttore di temperatura monolitico

L'AD592 è un circuito integrato monolitico prodotto dalla Analog Devices che fornisce una corrente di uscita proporzionale alla temperatura assoluta nel range da − 25 a 105 °C.
Incapsulato in un package plastico a 3 pin TO-92 a basso costo, l'AD592 offre un alternativa ai sensori di temperatura tradizionali nel settore automobilistico, nel controllo energetico, nell'industria e nel monitoraggio delle apparecchiature.

STRUMENTAZIONE

Distorsiometro automatico

Il modello 6900 della Krohn-Hite è un analizzatore di distorsione completamente automatico, che copre il campo di frequenza da 5 Hz a 1 MHz con annullamento automatico della frequenza fondamentale.
L'ampiezza del segnale di ingresso può variare da 0,1 Veff a 130 Veff in quanto un'apposita funzione provvede al livellamento senza introdurre distorsione apprezzabile.
Il livello minimo di distorsione apprezzabile con questo strumento è 0,005% e fornisce un'uscita ausiliare con segnale sinusoidale di 1 kHz e distorsione inferiore allo 0,003% che può essere utilizzato quale segnale di ingresso dell'apparato in prova senza ricorrere ad altri generatori esterni.
È sufficiente un segnale di ingresso ed immediatamente il display a 3 cifre mostra il valore totale della distorsione armonica.
Infatti oltre all'annullamento automatico della portante ed al controllo automatico di guadagno, lo strumento si pone immediatamente sulle scale più opportune.
Si possono inserire 3 filtri: un 400 Hz passa alto per ridurre gli effetti di eventuali spurie di rete ed un 30 kHz o 89 kHz per ridurre eventuali effetti del rumore bianco.
L'apparecchio può essere utilizzato come voltmetro a larga banda (3 Hz ÷ 1 MHz) con errore sulle misure contenuto nel 2%. La risoluzione è di 1 mV e la massima sensibilità di lettura è di 10 mV.
Il 6900 fornisce anche un'uscita di segnale con soppressione della fondamentale, utile per analizzare il contenuto armonico con un analizzatore di spettro, ed un'uscita BCD per eventuale registrazione dei dati o impiego in un banco automatico di collaudo.

VIANELLO
Via T. da Cazzaniga, 9/6
Milano

Analizzatore di distorsione mod. 6900 della Krohn-Hite in grado di coprire il campo di frequenza da 5 Hz ad 1 MHz con annullamento automatico della frequenza fondamentale.

COMPONENTI

Estrattore di circuiti integrati

La Owoco ha realizzato un attrezzo particolarmente utile per l'estrazione dei circuiti integrati, e soprattutto delle PROM, dagli zoccoli.
Comodo da usare, il "PROM OUT" consente di estrarre le memorie senza il rischio di danneggiare i pin.
L'attrezzo è disponibile in due tipi, uno per gli integrati con 24 terminali e uno per quelli con 40 pin.

OWOCO AB
Kvarnbergsvagen, 25
S-141 45 Huddinge-Stockholm (Svezia)

Attrezzo particolrmente utile per l'estrazione dei CS, e soprattutto delle PROM, dagli zoccoli.

Cinescopi da 110°

La ITT Componenti introduce due cinescopi da 110°, che non richiedono alcuna correzione del cuscinetto est-ovest.
Si tratta di un ulteriore sviluppo dei cinescopi da 67 e 56 cm.
Per i produttori di televisioni l'impiego di questi cinescopi significa maggiore affidabilità degli stessi grazie alla semplificazione del sistema circuitale. L'abolizione della correzione cuscinetto est-ovest finora necessaria rende inoltre superfluo qualsiasi operazione di regolazione nella produzione degli apparecchi.

ITT
Centro Commerciale - Via Milanofiori, E5
Assago (MI)

Amplificatore di potenza RF

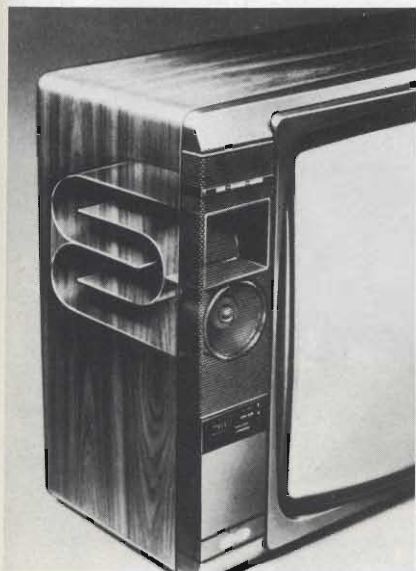
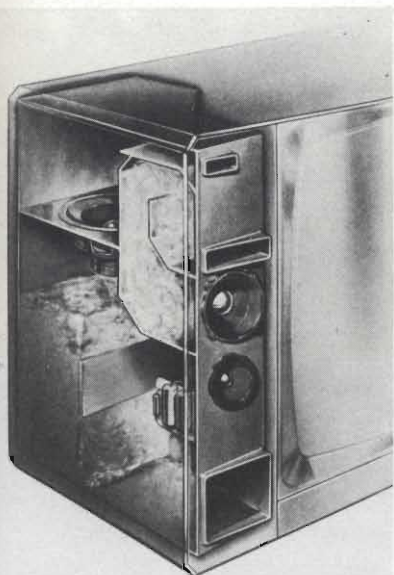
La ENI presenta il modulo amplificatore A 300-40 PA, adatto per applicazioni in segnali per la navigazione marinara, rilievi geologici RF, impieghi NTR, sistemi laser a-switch, trasmettitori HP, ecc..
L'amplificatore, che ha una gamma di frequenza da 0,3 a 3,5 MHz, ha un guadagno di 54 dB ± 1 dB e può essere pilotato da qualsiasi tipo di segnale, compresi oscillatori al quarzo, generatori di segnali e sweeper.
La potenza massima lineare è di 40 W; mentre raggiunge i 6 CW max per segnali CW ed impulsi. La linearità della forma d'onda è mantenuta grazie ai transistor di potenza di classe A e al circuito di feed back negativo.
L'A 300-40 PA è protetto e si mantiene incondizionatamente stabile e senza oscillazioni, per ogni combinazione di sorgente o di impedenza di carico, compresi il circuito aperto ed il corto circuito.
L'unità può essere utilizzata in combinazioni ibride con altre unità similari per ottenere potenze più alte.

VIANELLO
Via T. Da Cazzaniga, 9/6
Milano

Amplificatore operazionale a basso costo

Proposto dalla Analog Devices come alternativa all'OP-27, l'amplificatore operazionale AD OP-27 combina un rumore di ingresso massimo di 0,18 μV picco-picco con una tensione di offset di 25 μV e una deriva della tensione di offset di 0,6 μV/°C.
Inoltre il prodotto guadagno-larghezza di banda di 5 MHz assicura ottime prestazioni dinamiche.
Compensato internamente, l'AD OP-27 offre uno slew rate di 1,7 V/μs e una stabilità a lungo termine di 0,2 μV/mese.
Le massime correnti di polarizzazione e di offset di ingresso sono rispettivamente 35 nA e 40 nA.
Queste caratteristiche si combinano con un CMRR di 114 dB e un guadagno a loop aperto di 1.000.000.
L'amplificatore è disponibile in due versioni, per i range di temperatura da −25 a 85 °C e da − 55 a 125 °C.

ANALOG DEVICES
Via M. Rosso, 18
Milano

COMPONENTI

Altoparlanti Hi-Fi, con sistema a camera doppia, prodotti dalla Straubing.

Altoparlanti HiFi per televisori stereo

Si tratta di un prodotto a 3 vie, con un sistema a camera doppia, prodotto dalla Straubing della ITT.
Il componente si distingue per la qualità HiFi, l'irradiazione di tutto lo spettro di basse frequenze sul lato anteriore, l'ottima riproduzione dei toni bassi mediante altoparlante supplementare per le basse frequenze da 130 mm, la larghezza dello schermo frontale di soli 80 mm.

ITT
V.le Milanofiori, E5
Assago (MI)

Potenziometri a plastica conduttrice

Una nuova classe di trasduttori lineari e rotativi è stata presentata dalla Colvern, sussidiaria del Gruppo Welwyn Electronics.
I modelli, particolarmente adatti per l'industria automobilistica, per il controllo e il comando elettronico dei motori, sono stati realizzati con il polimero conduttivo sviluppato dalla Welwyn, che consente di avere costi ridotti e una lunga durata di vita.
La tecnologia di applicazione di questo polimero ha ridotto infatti la produzione di questi tipi di potenziometri ad un semplice processo serigrafico.
Ciò consente di combinare piste resistive, sia rettilinee che rotative, con funzioni di commutazione e/o di encoder.

WELWYN ELECTRONICS
Via V. Monti, 8
Milano

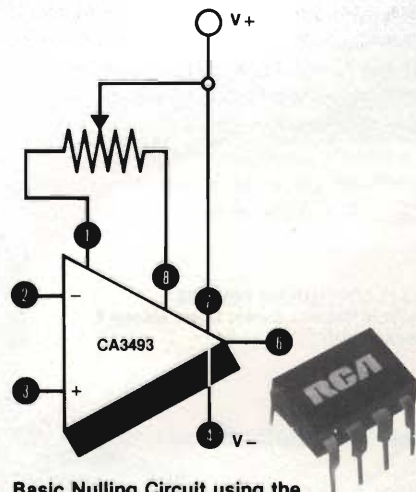
Microcomputer HCMOS ad 8 bit

La Motorola Semiconduttori annuncia una MCU ad 8 bit in tecnologia HCMOS ad alte prestazioni, con sofisticate funzioni presenti sul chip: l'MC68HC11, che ha un potente set di istruzioni completamente compatibile con gli altri dispositivi della famiglia M6801.
L'MC68HC11 ha 4 Kbyte di ROM, 512 byte di EEPROM, 256 byte di RAM con possibilità di standby e frequenza nominale di bus di 2,1 MHz.
La presenza di 3 registri di input-capture e di 5 registri di output-compare, più altre avanzate funzioni, rendono la struttura del timer di sistema una delle più complete e versatili.
L'MC68HC11 implementa sul chip un'interfaccia per comunicazioni seriali (SCI) più un'interfaccia seriale periferica (SPI).
Il dispositivo comprende anche un convertitore A/D ad 8 canali, un circuito accumulatore di impulsi a 8 bit, un circuito di interrupt in tempo reale e un sistema di autocontrollo con watchdog.
Il microcomputer viene fornito in due tipi di contenitori, il primo di tipo plastico quad-pack a 52 pin ed il secondo di tipo DIP standard con 4 canali soltanto di A/D.

MOTOROLA
V.le Milanofiori, C2
Assago (MI)

Amplificatore operazionale per strumentazione

Una famiglia di amplificatori operazionali BiMOS della RCA offre basse tensioni di offset di ingresso (tipicamente 40 μV) e basse correnti di offset di ingresso (tipicamente 1 nA).
Il nuovo CA3493 è un rimpiazzo pin-compatibile per dispositivi quali i 725, OP-5, OP-7 ed LM714 in applicazioni che richiedono la capacità "positive nulling".
Le alte prestazioni offerte dal CA3493 derivano dall'impiego della tecnologia BiMOS, che combina transistor PMOS e bipolari nello stesso chip.
I 3 tipi di amplificatori - CA3493, 3493A e 3493B - sono compensati in fase internamente, con prodotti guadagno-larghezza di banda di 1,2 MHz.
Tutte e 3 le versioni offrono un guadagno elevato: 120 dB per la versione B, 110 dB per la versione A e 100 dB per il CA3493.
La deriva dello stadio di ingresso ha un valore massimo di 2 μV/°C per il CA3493B. Inoltre questo tipo può essere incorporato in sistemi che usano tensioni di alimentazione fino a ± 22 V (le altre versioni possono lavorare con tensioni di alimentazione fino a ± 18 V).
I dispositivi della famiglia CA3493 sono disponibili in 3 tipidi package: standard TO-5 metallico ad 8 terminali, dual-in-line TO-5 ad 8 terminali e dual-in line plastico ad 8 terminali.

RCA
V.le Milanofiori, L1
Rozzano (MI)

Basic Nulling Circuit using the RCA CA3493 Precision Op Amp.

Amplificatore operazionale per strumentazione prodotto dalla RCA.

COMPONENTI

Il segnale di uscita lineare di 1 μA/°K elimina la necessità di circuiti di linearizzazione, di compensazione della giunzione fredda, di riferimenti di tensione e di componenti ibridi normalmente necessari con sensori quali termistori, termocoppie ed RTD.
La corrente di uscita ad alta impedenza elimina inoltre gli errori dovuti alle cadute di tensione e al rumore sui terminali lunghi.
Con un cavetto a due fili attorcigliati, l'AD592 può trasmettere un segnale di temperatura a centinaia di metri.
Il trasduttore funziona con un'alimentazione singola da +4 a +30 V ed è disponibile nelle 3 versioni AN, BN e CN, caratterizzate da una precisione assoluta di 3, 1,5 e 0,8 °C rispettivamente.

ANALOG DEVICES
Via M. Rosso, 18
Milano

Relé di commutazione K in esecuzione miniatura per adeguarsi all'attuale tendenza di ridurre le dimensioni dei componenti elettronici impiegati nelle auto. Il volume del nuovo relé è ridotto di circa il 60% rispetto a quello del "fratello maggiore", già largamente impiegato nel settore automobilistico.

RAM statica ad alta velocità

L'Advanced Micro Devices ha reso disponibile l'Am 2167-35, una RAM statica da 35 ns, con organizzazione 16 Kbit x 1. Inoltre l'Am 2167 è disponibile nelle versioni da 45, 55 e 70 ns.
L'Am 2167-35 assorbe soltanto 660 mW nello stato attivo; quando è deselezionata, entra automaticamente in un modo power-down che consente la riduzione del consumo a 110 mW.
L'architettura di questa memoria ad alta velocità si presta per applicazioni in mainframe computer, oltre che in sistemi per elaborazione di immagini e di segnali.
Tutti i livelli di interfaccia coincidono con le specifiche TTL, forniscono una buona immunità al rumore e semplificano il progetto del sistema.
La RAM è disponibile in contenitore plastico con 20 pin, oltre che in contenitore CERDIP e nella versione militare da 45 ns.

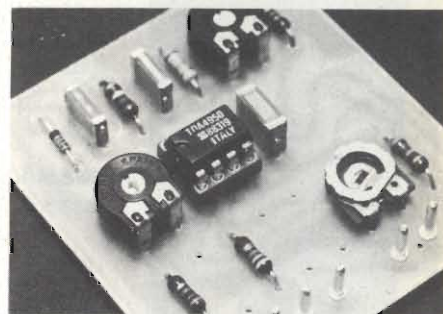
ADVANCED MICRO DEVICES
Palazzo Vasari - Centro Direz. Milano 2
Segrate (MI)

Relé miniaturizzato per auto

La Siemens ha miniaturizzato il relé di commutazione K, già da tempo impiegato nelle automobili. Il relé V23072 per corrente continua, neutrale e monostabile, misura appena 15,5 x 13 x 18 mm, quindi il suo volume risulta ridotto del 60% rispetto al "fratello maggiore", ha terminali adatti per circuiti stampati (reticolo 1,17 mm) e può essere fornito con contatto di lavoro, contatto di lavoro a ponte, contatto di riposo o contatto di commutazione. Sono disponibili inoltre contatti di materiale diverso, a seconda degli impieghi. Il relé K trova applicazione sia nel settore automobilistico sia in quello elettronico in generale. La tensione nominale di eccitazione è di 6 V-, 12 V- o 24 V-, la temperatura massima può superare i 110 °C. I contatti sono in grado di commutare tensioni fino a 75 V-/60 e correnti fino a 10 A. La potenza massima di commutazione è di 40-120 W/500 VA.

SIEMENS ELETTRA
Via F. Filzi, 25/A
Milano

Dispositivo per la correzione est-ovest in TV

Il TDA4950 in contenitore Minidip a 8 piedini prodotto dalla SGS sostituisce i circuiti a componenti discreti nella correzione est-ovest in televisori e monitor con tubi a 110° a grande schermo.
Operando in tecnica switching, il TDA4950 riduce la potenza dissipata,

Dispositivo che genera un segnale di correzione della parabola in fase con la rampa verticale.

semplifica l'allineamento e riduce il numero dei componenti esterni.
Per correggere la distorsione est-ovest, il TDA4950 genera un segnale di correzione della parabola in fase con la rampa verticale.
In aggiunta può modificare dinamicamente le variazioni di ampieza della deflessione causate dalla corrente di beam e può sopprimere la parabola parassita durante il flyback.
Resistori esterni permettono di agire sulla larghezza statica dello schermo, sull'entità della correzione e sulla simmetria della parabola.

SGS-ATES COMPONENTI ELETTRONICI
Via C. Olivetti, 2
Agrate Br. (MI)

ALAN 61
L'EMERGENZA

Ricetrasmettitore
C.B. portatile in AM,
frequenza
26.965÷27.255 MHz
N° canali 23
Punto 7-8 del C.P.

ALIMENTAZIONE DALL'ACCENDISIGARI,
OPPURE CON PILE A STILO.
ANTENNA MAGNETICA.
IL TUTTO IN UNA
COMODA CUSTODIA
PORTATILE

PER RICEVERE IL NOSTRO CATALOGO, INVIARE IL TAGLIANDO AL NS. INDIRIZZO ALLEGANDO L. 500 IN FRANCOBOLLI

NOME ....
COGNOME ....
INDIRIZZO ....

CTE INTERNATIONAL®
Via R. Sevardi, 7 (Zona Ind. Mancasale) - Reggio E.
Tel. (0522) 47441 r.a. - Tlx 530156 CTE I